



Universidad
Carlos III de Madrid

Departamento de Teoría de la Señal y Comunicaciones

PROYECTO FIN DE CARRERA

DISEÑO Y DESARROLLO DE UN ARRAY BASADO EN PARCHES APILADOS PARA COMUNICACIONES MÓVILES

Autor: Alberto Limón Jiménez

Tutor: Daniel Segovia Vargas

Leganés, junio de 2012

Título: Diseño y desarrollo de un array basado en parches apilados para comunicaciones móviles

Autor: Alberto Limón Jiménez

Director: Daniel Segovia Vargas

EL TRIBUNAL

Presidente: FRANCISCO JAVIER HERRAIZ MARTÍNEZ

Vocal: ALBERTO GARCÍA MARTÍNEZ

Secretario: JAVIER MONTERO DE PAZ

Realizado el acto de defensa y lectura del Proyecto Fin de Carrera el día 28 de junio de 2012 en Leganés, en la Escuela Politécnica Superior de la Universidad Carlos III de Madrid, acuerda otorgarle la CALIFICACIÓN de

VOCAL

SECRETARIO

PRESIDENTE

Agradecimientos

En primer lugar dar las gracias a toda mi familia, especialmente a mis padres, ya que sin vuestro apoyo no me hubiese resultado tan fácil llegar hasta este punto. Por todo lo que me habéis enseñado a lo largo de estos años y por la educación que he recibido que me ha hecho siempre tener dos dedos de frente.

Dar las gracias a todos mis amigos, empezando por vosotros, Dani, Rubén, Fran, Alba, Héctor, Ricardo... por haber estado siempre ahí para lo que me haya hecho falta, tanto en los buenos como en los malos momentos. A vosotros también Paola, Miri, José y Boni, gracias por todo vuestro apoyo y por ser como sois. También a vosotros Pedro, Itziar, Álvaro, Amalia, Mohi, Adri, Aitor... por haberme demostrado que seguís ahí pese a todo este tiempo distanciados, ha sido realmente importante para mí recuperaros a todos. Gracias a todos por haberme demostrado ser amigos de verdad, de esos que se suelen contarse con los dedos de una mano, me alegro de tener la enorme suerte de que me falten dedos para contarlos.

También dar las gracias a mi tutor, Daniel, porque he aprendido muchas cosas gracias a ti, y por haberme ayudado siempre que lo he necesitado y mostrado tanta confianza en mí.

Por último, y como no podía ser de otra manera, me queda darte las gracias a ti, Eva. Bien es cierto que lo que más me hubiera gustado habría sido estar a tu lado durante estos últimos meses, quizás los más difíciles de mi vida, pero la vida nos recuerda constantemente que no siempre se tiene lo que uno quiere, y eso no quita que te de las gracias por todo lo que has hecho por mí a lo largo de los maravillosos cinco años y medio que hemos pasado juntos. Seguramente haya sido la mejor época de mi vida, y en gran parte ha sido gracias a ti. Me alegro de haber vivido y aprendido tantísimo a tu lado, sin olvidarme de toda tu familia, que ha sido siempre tan buena y cariñosa conmigo. Ya sabes que siempre os llevaré a todos en mi corazón.

Resumen

En este Proyecto Fin de Carrera se pone de manifiesto cómo a partir de una antena resonante se pueden conseguir antenas de banda ancha, aprovechando algunas ventajas que puedan tener las antenas de banda estrecha en el ámbito de la telefonía móvil.

El nacimiento de nuevas tecnologías y sus correspondientes mejoras aparecen debido a los cambios y necesidades que tiene la sociedad para comunicarse. A lo largo de los años, las tecnologías y los protocolos de transmisión han cambiado de manera constante. Las causas de estas innovaciones son diversas. Unas veces ha existido el deseo de transmitir una mayor información en el menor tiempo posible y otras por el deseo de crear una mejor adaptación al entorno existente. Todo ello ha conducido a usar cada vez anchos de banda mayores, y como consecuencia, siempre se ha buscado el uso de nuevas antenas que puedan abarcar cada vez mayor rango de frecuencias. De esta manera, y para el caso de la telefonía móvil, lo que siempre se ha buscado es tratar de simplificar las estaciones base usando el menor número de antenas posible, para lo cual se usan antenas de banda ancha.

Las denominadas antenas de banda ancha, como ya se ha comentado, han ayudado a la consecución de los anteriores objetivos, simplificando en gran medida las infraestructuras de los sistemas de comunicaciones.

El objetivo último de este trabajo es conseguir llegar al diseño de un array de banda ancha para telefonía móvil formado por el elemento radiante que se diseñará a lo largo de este proyecto.

Palabras clave: antenas de banda ancha, parches, array, telefonía móvil.

Abstract

This Master Thesis claims to show how to obtain broadband antennas using narrow band antennas, taking advantage of some properties of these last in mobile communications.

Appearances of new technologies with their improvements are motivated by the society necessities and changes in their communications. Over the years, protocols and transmission technologies have been changing continuously for many reasons and basically by the need of transmitting more information in less time and create a best adaptation with the environment. All this has led an increment in transmission bands, and hence, has always existed the need to search new frequency bands and antennas able of include them. In this way and in mobile communications has always tried to simplify the base stations using the least number of antennas and this is achieved using broadband antennas.

Nowadays the broadband antennas have supported to reach those objectives simplifying the communications systems infrastructures.

The last goal of this thesis is design a broadband array antenna for mobile communications using the basic element that will be presented along this work.

Keywords: broadband antennas, microstrip antennas, patch antennas, array, mobile communications.

Índice general

1. INTRODUCCIÓN Y OBJETIVOS	1
1.1 Introducción	1
1.2 Objetivos	2
1.3 Fases del desarrollo	2
1.4 Medios empleados.....	3
1.5 Estructura de la memoria	3
2. INTRODUCCIÓN A LAS ANTENAS DE BANDA ANCHA.....	5
2.1 Introducción	5
2.2 Definición de antena de banda ancha.....	6
2.3 Conceptos	7
2.4 Tipos de antenas	8
2.4.1 Antena Bow-tie [3]-[4].....	8
2.4.2 Antena de espiral [2], [5]-[6].	9
2.4.3 Antena senoidal [7]-[8].	10
2.4.4 Antenas de disco.	11
2.4.5 Antena Foursquare [12]-[13].	14
2.4.6 Antena Fourpoint [13].....	16
2.4.7 Antena Fourtear [12].	24
2.4.8 Antena PICA [12].	29
2.4.9 Antena LPdiPICA [12].....	33
2.5 Conclusiones	37
3. ANTENAS DE BANDA ANCHA CONSTRUIDAS CON PARCHES	39
3.1 Introducción	39
3.2 Antenas de tipo parche	40
3.2.1 Parámetros de interés de los parches.....	43
3.2.2 Métodos de alimentación de los parches.....	47
3.3 Parches de banda ancha.....	52
3.3.1 Estructura de las antenas de parches apilados o parches multicapa	52
3.3.2 Principio de funcionamiento de los parches multicapa.....	53
4. DISEÑO Y SIMULACIÓN DEL ELEMENTO RADIANTE	59
4.1 Introducción	59
4.2 Estructura de la antena	61

4.2.1 Estructura general y dimensiones	61
4.2.2 Antena diseñada y simulaciones	73
4.2.3 Estudios paramétricos de la antena	145
4.3 Conclusiones	184
5. DISEÑO Y SIMULACIÓN DEL ARRAY	186
5.1 Introducción	186
5.2 Teoría básica de Arrays	187
5.2.1 Campos radiados por agrupaciones.....	187
5.2.2 Factor de la agrupación	188
5.2.3 Distribuciones de corrientes típicas	192
5.3 Diseño del Array	194
5.3.1 Estructura y dimensiones del Array	197
5.3.2 Resultados obtenidos	200
5.3.3 Variación de los parámetros del Array	219
5.4 Conclusiones	231
6. CONCLUSIONES Y FUTURAS LÍNEAS DE TRABAJO	233
6.1 Conclusiones	233
6.2 Líneas futuras de trabajo	235
7. GLOSARIO	237
8. REFERENCIAS.....	239
9. PRESUPUESTO	242
10. ANTENAS COMERCIALES DE EJEMPLO	246

Índice de figuras

Figura 2.1 Antena finita bicónica [2]	8
Figura 2.2 Antena Bow-tie [12]	8
Figura 2.3 Antena Bow-tie con un plano de masa [5].....	9
Figura 2.4 Antena de espiral de Arquímedes [12]	10
Figura 2.5 Geometría de la antena senoidal [12]	11
Figura 2.6 Antena de disco circular sobre un plano de masa [12]	11
Figura 2.7 Antena de disco trapezoidal sobre un plano de masa [12].....	12
Figura 2.8 Antena Crossed Half-disc [12]	13
Figura 2.9 Geometría de la antena Foursquare [13]	14
Figura 2.10 Representación de la ROE mediante la medida y simulación de la impedancia de una antena Foursquare [13]	15
Figura 2.11 Geometría de la antena Cross-diamond [13]	16
Figura 2.12 Geometría de la antena Fourpoint [13]	17
Figura 2.13 Simulación de la ROE de la antena Fourpoint y medida de la ROE de la antena Foursquare (referenciado a 50Ω) [13]	18
Figura 2.14 Geometría de la antena Fourpoint usando placas de ajuste [12]	20
Figura 2.15 Impedancia y Roe de la antena Fourpoint con una placa de ajuste en forma de estrella (referenciado a 50Ω) [12]	23
Figura 2.16 Geometría de la antena Fourpoint con espaciado no lineal entre sus elementos radiantes [12]	25
Figura 2.17 Geometría de la antena Fourtear [12]	26
Figura 2.18 Simulación y medida de la impedancia de entrada y de la ROE de la antena Fourtear con la configuración de alimentación a-a' (referenciado a 100Ω) [12]	28
Figura 2.19 Geometrías de la antena PICA [12]	30
Figura 2.20 Simulación y medida de la ROE para la antena teardrop PICA con dos agujeros circulares (referenciado a 50Ω) [12]	32

Figura 2.21 Prototipos de la antena PICA [12]	33
Figura 2.22 Geometría de las antenas de la familia PICA [12]	34
Figura 2.23 Geometría de la antena LPdiPICA [12]	35
Figura 2.24 Medida y simulación de la ROE (referenciada a 100Ω) de la antena LPdiPICA de la figura 2.23 [12]	36
Figura 3.1 Estructura de la línea microstrip I [14]	40
Figura 3.2 Estructura de la línea microstrip II [14]	41
Figura 3.3 Configuraciones típicas de los parches	42
Figura 3.4 Diagrama de radiación de un parche cuadrado convencional en coordenadas polares	44
Figura 3.5 Diagrama de radiación de un parche cuadrado convencional en tres dimensiones	44
Figura 3.6 Representación típica del parámetro S11 de un parche cuadrado convencional	46
Figura 3.7 Alimentación con líneas microstrip. a) Conexión directa con un borde del parche y b) conexión por medio de inserciones [16]	48
Figura 3.8 Alimentación con sonda coaxial [14]	49
Figura 3.9 Alimentación por proximidad I	49
Figura 3.10 Alimentación por proximidad II	50
Figura 3.11 Alimentación por apertura I	51
Figura 3.12 Alimentación por apertura II	51
Figura 3.13 Estructura de un parche multicapa I	52
Figura 3.14 Estructura de un parche multicapa II	53
Figura 3.15 Líneas de campo un parche multicapa	53
Figura 3.16 Ejemplo del correcto funcionamiento de un parche multicapa	55
Figura 3.17 Equivalente circuital de un parche alimentado mediante una sonda coaxial. 56	
Figura 3.18 Equivalente circuital de un parche multicapa alimentado mediante una sonda coaxial	56
Figura 4.1 Espectro de las bandas 1800 y 2100	60
Figura 4.2 Diferentes capas de la antena	62
Figura 4.3 Vista frontal (a) y vista trasera (b) de la antena	63
Figura 4.4 Vista frontal (a) y vista lateral (b) de la capa que compone el parche superior de la antena	64
Figura 4.5 Vista frontal (a) y vista lateral (b) de la capa que compone el parche inferior de la antena	65
Figura 4.6 Vista frontal de la capa que compone el plano de masa de la antena	66
Figura 4.7 Zoom de las ranuras del plano de masa	66
Figura 4.8 Zoom de la zona central de las ranuras del plano de masa	67
Figura 4.9 Diferentes zonas del plano de masa de la antena	67
Figura 4.10 Líneas microstrip de alimentación de la antena I	68
Figura 4.11 Líneas microstrip de alimentación de la antena II	69
Figura 4.12 Detalle del puente de las líneas microstrip de alimentación de la antena	69

Figura 4.13 Union en T de líneas microstrip.....	70
Figura 4.14 Adaptador $\lambda/4$	71
Figura 4.15 Vista frontal (a) y lateral (b) de la capa que compone los dispersores	72
Figura 4.16 Parámetros S del modelo 1	76
Figura 4.17 Diagrama de radiación en 3D (vista frontal (a) y trasera (b)) para $f = 790\text{MHz}$, puerto número 1 y el modelo 1.....	77
Figura 4.18 Diagrama de radiación en polares con $\phi = 0^\circ$ para $f = 790\text{MHz}$, puerto número 1 y el modelo 1	78
Figura 4.19 Diagrama de radiación en polares con $\phi = 90^\circ$ para $f = 790\text{MHz}$, puerto número 1 y el modelo 1	78
Figura 4.20 Diagrama de radiación en polares con $\theta = 32^\circ$ para $f = 790\text{MHz}$, puerto número 1 y el modelo 1	79
Figura 4.21 Diagrama de radiación en 3D (vista frontal (a) y trasera (b)) para $f = 790\text{MHz}$, puerto número 2 y el modelo 1.....	79
Figura 4.22 Diagrama de radiación en polares con $\phi = 0^\circ$ para $f = 790\text{MHz}$, puerto número 2 y el modelo 1	80
Figura 4.23 Diagrama de radiación en polares con $\phi = 90^\circ$ para $f = 790\text{MHz}$, puerto número 2 y el modelo 1	81
Figura 4.24 Diagrama de radiación en polares con $\theta = 35^\circ$ para $f = 790\text{MHz}$, puerto número 2 y el modelo 1	81
Figura 4.25 Diagrama de radiación en 3D (vista frontal (a) y trasera (b)) para $f = 850\text{MHz}$, puerto número 1 y el modelo 1.....	82
Figura 4.26 Diagrama de radiación en polares con $\phi = 0^\circ$ para $f = 850\text{MHz}$, puerto número 1 y el modelo 1	83
Figura 4.27 Diagrama de radiación en polares con $\phi = 90^\circ$ para $f = 850\text{MHz}$, puerto número 1 y el modelo 1	83
Figura 4.28 Diagrama de radiación en polares con $\theta = 35^\circ$ para $f = 850\text{MHz}$, puerto número 1 y el modelo 1	84
Figura 4.29 Diagrama de radiación en 3D (vista frontal (a) y trasera (b)) para $f = 850\text{MHz}$, puerto número 2 y el modelo 1.....	84
Figura 4.30 Diagrama de radiación en polares con $\phi = 0^\circ$ para $f = 850\text{MHz}$, puerto número 2 y el modelo 1	85
Figura 4.31 Diagrama de radiación en polares con $\phi = 90^\circ$ para $f = 850\text{MHz}$, puerto número 2 y el modelo 1	86
Figura 4.32 Diagrama de radiación en polares con $\theta = 35^\circ$ para $f = 850\text{MHz}$, puerto número 2 y el modelo 1	86
Figura 4.33 Diagrama de radiación en 3D (vista frontal (a) y trasera (b)) para $f = 900\text{MHz}$, puerto número 1 y el modelo 1.....	87
Figura 4.34 Diagrama de radiación en polares con $\phi = 0^\circ$ para $f = 900\text{MHz}$, puerto número 1 y el modelo 1	88
Figura 4.35 Diagrama de radiación en polares con $\phi = 90^\circ$ para $f = 900\text{MHz}$, puerto número 1 y el modelo 1	88
Figura 4.36 Diagrama de radiación en polares con $\theta = 35^\circ$ para $f = 900\text{MHz}$, puerto número 1 y el modelo 1	89

Figura 4.37 Diagrama de radiación en 3D (vista frontal (a) y trasera (b)) para $f = 900\text{MHz}$, puerto número 2 y el modelo 1	89
Figura 4.38 Diagrama de radiación en polares con $\phi = 0^\circ$ para $f = 900\text{MHz}$, puerto número 2 y el modelo 1	90
Figura 4.39 Diagrama de radiación en polares con $\phi = 90^\circ$ para $f = 900\text{MHz}$, puerto número 2 y el modelo 1	91
Figura 4.40 Diagrama de radiación en polares con $\theta = 35^\circ$ para $f = 900\text{MHz}$, puerto número 2 y el modelo 1	91
Figura 4.41 Diagrama de radiación en 3D (vista frontal (a) y trasera (b)) para $f = 960\text{MHz}$, puerto número 1 y el modelo 1	92
Figura 4.42 Diagrama de radiación en polares con $\phi = 0^\circ$ para $f = 960\text{MHz}$, puerto número 1 y el modelo 1	93
Figura 4.43 Diagrama de radiación en polares con $\phi = 90^\circ$ para $f = 960\text{MHz}$, puerto número 1 y el modelo 1	93
Figura 4.44 Diagrama de radiación en polares con $\theta = 38^\circ$ para $f = 960\text{MHz}$, puerto número 1 y el modelo 1	94
Figura 4.45 Diagrama de radiación en 3D (vista frontal (a) y trasera (b)) para $f = 960\text{MHz}$, puerto número 2 y el modelo 1	94
Figura 4.46 Diagrama de radiación en polares con $\phi = 0^\circ$ para $f = 960\text{MHz}$, puerto número 2 y el modelo 1	95
Figura 4.47 Diagrama de radiación en polares con $\phi = 90^\circ$ para $f = 960\text{MHz}$, puerto número 2 y el modelo 1	96
Figura 4.48 Diagrama de radiación en polares con $\theta = 38^\circ$ para $f = 960\text{MHz}$, puerto número 2 y el modelo 1	96
Figura 4.49 Parámetros S del modelo 2	100
Figura 4.50 Diagrama de radiación en 3D (vista frontal (a) y trasera (b)) para $f = 790\text{MHz}$, puerto número 1 y el modelo 2	101
Figura 4.51 Diagrama de radiación en polares con $\phi = 0^\circ$ para $f = 790\text{MHz}$, puerto número 1 y el modelo 2	102
Figura 4.52 Diagrama de radiación en polares con $\phi = 90^\circ$ para $f = 790\text{MHz}$, puerto número 1 y el modelo 2	102
Figura 4.53 Diagrama de radiación en polares con $\theta = 35^\circ$ para $f = 790\text{MHz}$, puerto número 1 y el modelo 2	103
Figura 4.54 Diagrama de radiación en 3D (vista frontal (a) y trasera (b)) para $f = 790\text{MHz}$, puerto número 2 y el modelo 2	103
Figura 4.55 Diagrama de radiación en polares con $\phi = 0^\circ$ para $f = 790\text{MHz}$, puerto número 2 y el modelo 2	104
Figura 4.56 Diagrama de radiación en polares con $\phi = 90^\circ$ para $f = 790\text{MHz}$, puerto número 2 y el modelo 2	105
Figura 4.57 Diagrama de radiación en polares con $\theta = 35^\circ$ para $f = 790\text{MHz}$, puerto número 2 y el modelo 2	105
Figura 4.58 Diagrama de radiación en 3D (vista frontal (a) y trasera (b)) para $f = 850\text{MHz}$, puerto número 1 y el modelo 2	106
Figura 4.59 Diagrama de radiación en polares con $\phi = 0^\circ$ para $f = 850\text{MHz}$, puerto número 1 y el modelo 2	107

Figura 4.60 Diagrama de radiación en polares con $\phi = 90^\circ$ para $f = 850\text{MHz}$, puerto número 1 y el modelo 2	107
Figura 4.61 Diagrama de radiación en polares con $\theta = 35^\circ$ para $f = 850\text{MHz}$, puerto número 1 y el modelo 2	108
Figura 4.62 Diagrama de radiación en 3D (vista frontal (a) y trasera (b)) para $f = 850\text{MHz}$, puerto número 2 y el modelo 2.....	108
Figura 4.63 Diagrama de radiación en polares con $\phi = 0^\circ$ para $f = 850\text{MHz}$, puerto número 2 y el modelo 2	109
Figura 4.64 Diagrama de radiación en polares con $\phi = 90^\circ$ para $f = 850\text{MHz}$, puerto número 2 y el modelo 2	110
Figura 4.65 Diagrama de radiación en polares con $\theta = 35^\circ$ para $f = 850\text{MHz}$, puerto número 2 y el modelo 2	110
Figura 4.66 Diagrama de radiación en 3D (vista frontal (a) y trasera (b)) para $f = 900\text{MHz}$, puerto número 1 y el modelo 2.....	111
Figura 4.67 Diagrama de radiación en polares con $\phi = 0^\circ$ para $f = 900\text{MHz}$, puerto número 1 y el modelo 2	112
Figura 4.68 Diagrama de radiación en polares con $\phi = 90^\circ$ para $f = 900\text{MHz}$, puerto número 1 y el modelo 2	112
Figura 4.69 Diagrama de radiación en polares con $\theta = 35^\circ$ para $f = 900\text{MHz}$, puerto número 1 y el modelo 2	113
Figura 4.70 Diagrama de radiación en 3D (vista frontal (a) y trasera (b)) para $f = 900\text{MHz}$, puerto número 2 y el modelo 2.....	113
Figura 4.71 Diagrama de radiación en polares con $\phi = 0^\circ$ para $f = 900\text{MHz}$, puerto número 2 y el modelo 2	114
Figura 4.72 Diagrama de radiación en polares con $\phi = 90^\circ$ para $f = 900\text{MHz}$, puerto número 2 y el modelo 2	115
Figura 4.73 Diagrama de radiación en polares con $\theta = 35^\circ$ para $f = 900\text{MHz}$, puerto número 2 y el modelo 2	115
Figura 4.74 Diagrama de radiación en 3D (vista frontal (a) y trasera (b)) para $f = 960\text{MHz}$, puerto número 1 y el modelo 2.....	116
Figura 4.75 Diagrama de radiación en polares con $\phi = 0^\circ$ para $f = 960\text{MHz}$, puerto número 1 y el modelo 2	117
Figura 4.76 Diagrama de radiación en polares con $\phi = 90^\circ$ para $f = 960\text{MHz}$, puerto número 1 y el modelo 2	117
Figura 4.77 Diagrama de radiación en polares con $\theta = 40^\circ$ para $f = 960\text{MHz}$, puerto número 1 y el modelo 2	118
Figura 4.78 Diagrama de radiación en 3D (vista frontal (a) y trasera (b)) para $f = 960\text{MHz}$, puerto número 2 y el modelo 2.....	118
Figura 4.79 Diagrama de radiación en polares con $\phi = 0^\circ$ para $f = 960\text{MHz}$, puerto número 2 y el modelo 2	119
Figura 4.80 Diagrama de radiación en polares con $\phi = 90^\circ$ para $f = 960\text{MHz}$, puerto número 2 y el modelo 2	120
Figura 4.81 Diagrama de radiación en polares con $\theta = 40^\circ$ para $f = 960\text{MHz}$, puerto número 2 y el modelo 2	120
Figura 4.82 Parámetros S del modelo 3	123

Figura 4.83 Diagrama de radiación en 3D (vista frontal (a) y trasera (b)) para $f = 1700\text{MHz}$, puerto número 1 y el modelo 3.....	124
Figura 4.84 Diagrama de radiación en polares con $\phi = 0^\circ$ para $f = 1700\text{MHz}$, puerto número 1 y el modelo 3	125
Figura 4.85 Diagrama de radiación en polares con $\phi = 90^\circ$ para $f = 1700\text{MHz}$, puerto número 1 y el modelo 3	125
Figura 4.86 Diagrama de radiación en polares con $\theta = 37^\circ$ para $f = 1700\text{MHz}$, puerto número 1 y el modelo 3.....	126
Figura 4.87 Diagrama de radiación en 3D (vista frontal (a) y trasera (b)) para $f = 1700\text{MHz}$, puerto número 2 y el modelo 3.....	126
Figura 4.88 Diagrama de radiación en polares con $\phi = 0^\circ$ para $f = 1700\text{MHz}$, puerto número 2 y el modelo 3	127
Figura 4.89 Diagrama de radiación en polares con $\phi = 90^\circ$ para $f = 1700\text{MHz}$, puerto número 2 y el modelo 3	128
Figura 4.90 Diagrama de radiación en polares con $\theta = 37^\circ$ para $f = 1700\text{MHz}$, puerto número 2 y el modelo 3	128
Figura 4.91 Diagrama de radiación en 3D (vista frontal (a) y trasera (b)) para $f = 1850\text{MHz}$, puerto número 1 y el modelo 3.....	129
Figura 4.92 Diagrama de radiación en polares con $\phi = 0^\circ$ para $f = 1850\text{MHz}$, puerto número 1 y el modelo 3	130
Figura 4.93 Diagrama de radiación en polares con $\phi = 90^\circ$ para $f = 1850\text{MHz}$, puerto número 1 y el modelo 3	130
Figura 4.94 Diagrama de radiación en polares con $\theta = 36^\circ$ para $f = 1850\text{MHz}$, puerto número 1 y el modelo 3.....	131
Figura 4.95 Diagrama de radiación en 3D (vista frontal (a) y trasera (b)) para $f = 1850\text{MHz}$, puerto número 2 y el modelo 3.....	131
Figura 4.96 Diagrama de radiación en polares con $\phi = 0^\circ$ para $f = 1850\text{MHz}$, puerto número 2 y el modelo 3	132
Figura 4.97 Diagrama de radiación en polares con $\phi = 90^\circ$ para $f = 1850\text{MHz}$, puerto número 2 y el modelo 3	133
Figura 4.98 Diagrama de radiación en polares con $\theta = 36^\circ$ para $f = 1850\text{MHz}$, puerto número 2 y el modelo 3.....	133
Figura 4.99 Diagrama de radiación en 3D (vista frontal (a) y trasera (b)) para $f = 2050\text{MHz}$, puerto número 1 y el modelo 3.....	134
Figura 4.100 Diagrama de radiación en polares con $\phi = 0^\circ$ para $f = 2050\text{MHz}$, puerto número 1 y el modelo 3	135
Figura 4.101 Diagrama de radiación en polares con $\phi = 90^\circ$ para $f = 2050\text{MHz}$, puerto número 1 y el modelo 3	135
Figura 4.102 Diagrama de radiación en polares con $\theta = 34^\circ$ para $f = 2050\text{MHz}$, puerto número 1 y el modelo 3.....	136
Figura 4.103 Diagrama de radiación en 3D (vista frontal (a) y trasera (b)) para $f = 2050\text{MHz}$, puerto número 2 y el modelo 3.....	136
Figura 4.104 Diagrama de radiación en polares con $\phi = 0^\circ$ para $f = 2050\text{MHz}$, puerto número 2 y el modelo 3	137

Figura 4.105 Diagrama de radiación en polares con $\phi = 90^\circ$ para $f = 2050\text{MHz}$, puerto número 2 y el modelo 3	138
Figura 4.106 Diagrama de radiación en polares con $\theta = 34^\circ$ para $f = 2050\text{MHz}$, puerto número 2 y el modelo 3	138
Figura 4.107 Diagrama de radiación en 3D (vista frontal (a) y trasera (b)) para $f =$ 2200MHz , puerto número 1 y el modelo 3	139
Figura 4.108 Diagrama de radiación en polares con $\phi = 0^\circ$ para $f = 2200\text{MHz}$, puerto número 1 y el modelo 3	140
Figura 4.109 Diagrama de radiación en polares con $\phi = 90^\circ$ para $f = 2200\text{MHz}$, puerto número 1 y el modelo 3	140
Figura 4.110 Diagrama de radiación en polares con $\theta = 36^\circ$ para $f = 2200\text{MHz}$, puerto número 1 y el modelo 3	141
Figura 4.111 Diagrama de radiación en 3D (vista frontal (a) y trasera (b)) para $f =$ 2200MHz , puerto número 2 y el modelo 3	141
Figura 4.112 Diagrama de radiación en polares con $\phi = 0^\circ$ para $f = 2200\text{MHz}$, puerto número 2 y el modelo 3	142
Figura 4.113 Diagrama de radiación en polares con $\phi = 90^\circ$ para $f = 2200\text{MHz}$, puerto número 2 y el modelo 3	143
Figura 4.114 Diagrama de radiación en polares con $\theta = 36^\circ$ para $f = 2200\text{MHz}$, puerto número 2 y el modelo 3	143
Figura 4.115 Variaciones sobre el parámetro S11 con 'wl'	146
Figura 4.116 Variaciones sobre el parámetro S22 con 'wl'	146
Figura 4.117 Variaciones sobre el parámetro S21/S12 con 'wl'	147
Figura 4.118 Variaciones sobre el parámetro S11 con 'hl'	148
Figura 4.119 Variaciones sobre el parámetro S22 con 'hl'	148
Figura 4.120 Variaciones sobre el parámetro S21/S12 con 'hl'	149
Figura 4.121 Variaciones sobre el parámetro S11 con 'wu'	150
Figura 4.122 Variaciones sobre el parámetro S22 con 'wu'	150
Figura 4.123 Variaciones sobre el parámetro S21/S12 con 'wu'	151
Figura 4.124 Variaciones sobre el parámetro S11 con 'hu'	152
Figura 4.125 Variaciones sobre el parámetro S22 con 'hu'	152
Figura 4.126 Variaciones sobre el parámetro S21/S12 con 'hu'	153
Figura 4.127 Variaciones sobre el parámetro S11 con 'sll'	154
Figura 4.128 Variaciones sobre el parámetro S22 con 'sll'	155
Figura 4.129 Variaciones sobre el parámetro S21/S12 con 'sll'	155
Figura 4.130 Variaciones sobre el parámetro S11 con 'sw'	156
Figura 4.131 Variaciones sobre el parámetro S22 con 'sw'	156
Figura 4.132 Variaciones sobre el parámetro S21/S12 con 'sw'	157
Figura 4.133 Variaciones sobre el parámetro S11 con 'sla'	158
Figura 4.134 Variaciones sobre el parámetro S22 con 'sla'	158
Figura 4.135 Variaciones sobre el parámetro S21/S12 con 'sla'	159
Figura 4.136 Variaciones sobre el parámetro S11 con 'slb'	160
Figura 4.137 Variaciones sobre el parámetro S22 con 'slb'	160

Figura 4.138 Variaciones sobre el parámetro S21/S12 con ‘slb’	161
Figura 4.139 Variaciones sobre el parámetro S11 con ‘swa’	162
Figura 4.140 Variaciones sobre el parámetro S22 con ‘swa’	162
Figura 4.141 Variaciones sobre el parámetro S21/S12 con ‘swa’	163
Figura 4.142 Variaciones sobre el parámetro S11 con ‘swb’	164
Figura 4.143 Variaciones sobre el parámetro S22 con ‘swb’	164
Figura 4.144 Variaciones sobre el parámetro S21/S12 con ‘swb’	165
Figura 4.145 Variaciones sobre el parámetro S11 con el tamaño general de la ranura ..	166
Figura 4.146 Variaciones sobre el parámetro S22 con el tamaño general de la ranura ..	166
Figura 4.147 Variaciones sobre el parámetro S21/S12 con el tamaño general de la ranura	167
Figura 4.148 Variaciones sobre el parámetro S11 con ‘ls’	168
Figura 4.149 Variaciones sobre el parámetro S22 con ‘ls’	168
Figura 4.150 Variaciones sobre el parámetro S21/S12 con ‘ls’	169
Figura 4.151 Variaciones sobre el parámetro S11 con ‘lin’	170
Figura 4.152 Variaciones sobre el parámetro S22 con ‘lin’	170
Figura 4.153 Variaciones sobre el parámetro S21/S12 con ‘lin’	171
Figura 4.154 Variaciones sobre el parámetro S11 con ‘ss’	172
Figura 4.155 Variaciones sobre el parámetro S22 con ‘ss’	172
Figura 4.156 Variaciones sobre el parámetro S21/S12 con ‘ss’	173
Figura 4.157 Variaciones sobre el parámetro S11 con ‘stp’	174
Figura 4.158 Variaciones sobre el parámetro S22 con ‘stp’	174
Figura 4.159 Variaciones sobre el parámetro S21/S12 con ‘stp’	175
Figura 4.160 Variaciones sobre el parámetro S11 con ‘stw’	176
Figura 4.161 Variaciones sobre el parámetro S22 con ‘stw’	176
Figura 4.162 Variaciones sobre el parámetro S21/S12 con ‘stw’	177
Figura 4.163 Variaciones sobre el parámetro S11 con ‘ha’	178
Figura 4.164 Variaciones sobre el parámetro S22 con ‘ha’	178
Figura 4.165 Variaciones sobre el parámetro S21/S12 con ‘ha’	179
Figura 4.166 Variaciones sobre el parámetro S11 con ‘ld’	180
Figura 4.167 Variaciones sobre el parámetro S22 con ‘ld’	180
Figura 4.168 Variaciones sobre el parámetro S21/S12 con ‘ld’	181
Figura 4.169 Variaciones sobre el parámetro S11 con ‘wd’	182
Figura 4.170 Variaciones sobre el parámetro S22 con ‘wd’	182
Figura 4.171 Variaciones sobre el parámetro S21/S12 con ‘wd’	183
Figura 5.1 Distribución de corrientes en una agrupación lineal sobre el eje z.....	188
Figura 5.2 Método gráfico para la representación del factor de array en el espacio real en coordenadas polares	190
Figura 5.3 Factor de array para una agrupación uniforme de 4 elementos.	191
Figura 5.4 Factor de array para una agrupación uniforme de 8 elementos.	191

Figura 5.5 Directividad de las agrupaciones transversales uniforme, triangular y binómica.	196
Figura 5.6 Antena del modelo 1 adaptada para su integración al array.	198
Figura 5.7 Array diseñado.	199
Figura 5.8 Parámetros S del array	200
Figura 5.9 Diagrama de radiación en 3D para $f = 800\text{MHz}$, $\alpha = 0^\circ$ y puerto número 1	201
Figura 5.10 Diagrama de radiación en polares con $\phi = 0^\circ$ para $f = 800\text{MHz}$, $\alpha = 0^\circ$ y puerto número 1.....	201
Figura 5.11 Diagrama de radiación en polares con $\phi = 90^\circ$ para $f = 800\text{MHz}$, $\alpha = 0^\circ$ y puerto número 1.....	202
Figura 5.12 Diagrama de radiación en polares con $\phi = 90^\circ$ para $f = 800\text{MHz}$, $\alpha = 45^\circ$ y puerto número 1	202
Figura 5.13 Diagrama de radiación en 3D para $f = 850\text{MHz}$, $\alpha = 0^\circ$ y puerto número 1	203
Figura 5.14 Diagrama de radiación en polares con $\phi = 0^\circ$ para $f = 850\text{MHz}$, $\alpha = 0^\circ$ y puerto número 1.....	203
Figura 5.15 Diagrama de radiación en polares con $\phi = 90^\circ$ para $f = 850\text{MHz}$, $\alpha = 0^\circ$ y puerto número 1.....	204
Figura 5.16 Diagrama de radiación en polares con $\phi = 90^\circ$ para $f = 850\text{MHz}$, $\alpha = 45^\circ$ y puerto número 1	204
Figura 5.17 Diagrama de radiación en 3D para $f = 900\text{MHz}$, $\alpha = 0^\circ$ y puerto número 1	205
Figura 5.18 Diagrama de radiación en polares con $\phi = 0^\circ$ para $f = 900\text{MHz}$, $\alpha = 0^\circ$ y puerto número 1.....	205
Figura 5.19 Diagrama de radiación en polares con $\phi = 90^\circ$ para $f = 900\text{MHz}$, $\alpha = 0^\circ$ y puerto número 1.....	206
Figura 5.20 Diagrama de radiación en polares con $\phi = 90^\circ$ para $f = 900\text{MHz}$, $\alpha = 45^\circ$ y puerto número 1	206
Figura 5.21 Diagrama de radiación en 3D para $f = 950\text{MHz}$, $\alpha = 0^\circ$ y puerto número 1	207
Figura 5.22 Diagrama de radiación en polares con $\phi = 0^\circ$ para $f = 950\text{MHz}$, $\alpha = 0^\circ$ y puerto número 1.....	207
Figura 5.23 Diagrama de radiación en polares con $\phi = 90^\circ$ para $f = 950\text{MHz}$, $\alpha = 0^\circ$ y puerto número 1.....	208
Figura 5.24 Diagrama de radiación en polares con $\phi = 90^\circ$ para $f = 950\text{MHz}$, $\alpha = 45^\circ$ y puerto número 1	208
Figura 5.25 Diagrama de radiación en 3D para $f = 800\text{MHz}$, $\alpha = 0^\circ$ y puerto número 2	209
Figura 5.26 Diagrama de radiación en polares con $\phi = 0^\circ$ para $f = 800\text{MHz}$, $\alpha = 0^\circ$ y puerto número 2.....	209
Figura 5.27 Diagrama de radiación en polares con $\phi = 90^\circ$ para $f = 800\text{MHz}$, $\alpha = 0^\circ$ y puerto número 2.....	210
Figura 5.28 Diagrama de radiación en polares con $\phi = 90^\circ$ para $f = 800\text{MHz}$, $\alpha = 45^\circ$ y puerto número 2	210
Figura 5.29 Diagrama de radiación en 3D para $f = 850\text{MHz}$, $\alpha = 0^\circ$ y puerto número 2	211
Figura 5.30 Diagrama de radiación en polares con $\phi = 0^\circ$ para $f = 850\text{MHz}$, $\alpha = 0^\circ$ y puerto número 2.....	211

Figura 5.31 Diagrama de radiación en polares con $\phi = 90^\circ$ para $f = 850\text{MHz}$, $\alpha = 0^\circ$ y puerto número 2.....	212
Figura 5.32 Diagrama de radiación en polares con $\phi = 90^\circ$ para $f = 850\text{MHz}$, $\alpha = 45^\circ$ y puerto número 2	212
Figura 5.33 Diagrama de radiación en 3D para $f = 900\text{MHz}$, $\alpha = 0^\circ$ y puerto número 2.....	213
Figura 5.34 Diagrama de radiación en polares con $\phi = 0^\circ$ para $f = 900\text{MHz}$, $\alpha = 0^\circ$ y puerto número 2.....	213
Figura 5.35 Diagrama de radiación en polares con $\phi = 90^\circ$ para $f = 900\text{MHz}$, $\alpha = 0^\circ$ y puerto número 2.....	214
Figura 5.36 Diagrama de radiación en polares con $\phi = 90^\circ$ para $f = 900\text{MHz}$, $\alpha = 45^\circ$ y puerto número 2	214
Figura 5.37 Diagrama de radiación en 3D para $f = 950\text{MHz}$, $\alpha = 0^\circ$ y puerto número 2.....	215
Figura 5.38 Diagrama de radiación en polares con $\phi = 0^\circ$ para $f = 950\text{MHz}$, $\alpha = 0^\circ$ y puerto número 2.....	215
Figura 5.39 Diagrama de radiación en polares con $\phi = 90^\circ$ para $f = 950\text{MHz}$, $\alpha = 0^\circ$ y puerto número 2.....	216
Figura 5.40 Diagrama de radiación en polares con $\phi = 90^\circ$ para $f = 950\text{MHz}$, $\alpha = 45^\circ$ y puerto número 2	216
Figura 5.41 Diagramas de radiación en 3D para $f = 800\text{MHz}$, $\alpha = 0^\circ$ (a) y $\alpha = 45^\circ$ (b) para el puerto número 2	217
Figura 5.42 Diagrama de radiación en polares con $\phi = 90^\circ$ para $f = 800\text{MHz}$, $\alpha = 0^\circ$, $d = 280\text{ mm}$ y puerto número 1	219
Figura 5.43 Diagrama de radiación en polares con $\phi = 90^\circ$ para $f = 800\text{MHz}$, $\alpha = 45^\circ$, $d = 280\text{ mm}$ y puerto número 1.....	220
Figura 5.44 Diagrama de radiación en polares con $\phi = 90^\circ$ para $f = 850\text{MHz}$, $\alpha = 0^\circ$, $d = 280\text{ mm}$ y puerto número 1	220
Figura 5.45 Diagrama de radiación en polares con $\phi = 90^\circ$ para $f = 850\text{MHz}$, $\alpha = 45^\circ$, $d = 280\text{ mm}$ y puerto número 1.....	221
Figura 5.46 Diagrama de radiación en polares con $\phi = 90^\circ$ para $f = 900\text{MHz}$, $\alpha = 0^\circ$, $d = 280\text{ mm}$ y puerto número 1	221
Figura 5.47 Diagrama de radiación en polares con $\phi = 90^\circ$ para $f = 900\text{MHz}$, $\alpha = 45^\circ$, $d = 280\text{ mm}$ y puerto número 1.....	222
Figura 5.48 Diagrama de radiación en polares con $\phi = 90^\circ$ para $f = 950\text{MHz}$, $\alpha = 0^\circ$, $d = 280\text{ mm}$ y puerto número 1	222
Figura 5.49 Diagrama de radiación en polares con $\phi = 90^\circ$ para $f = 950\text{MHz}$, $\alpha = 45^\circ$, $d = 280\text{ mm}$ y puerto número 1.....	223
Figura 5.50 Diagrama de radiación en polares con $\phi = 90^\circ$ para $f = 800\text{MHz}$, $\alpha = 0^\circ$, alimentación uniforme y puerto número 1	224
Figura 5.51 Diagrama de radiación en polares con $\phi = 90^\circ$ para $f = 850\text{MHz}$, $\alpha = 0^\circ$, alimentación uniforme y puerto número 1	224
Figura 5.52 Diagrama de radiación en polares con $\phi = 90^\circ$ para $f = 900\text{MHz}$, $\alpha = 0^\circ$, alimentación uniforme y puerto número 1	225
Figura 5.53 Diagrama de radiación en polares con $\phi = 90^\circ$ para $f = 950\text{MHz}$, $\alpha = 0^\circ$, alimentación uniforme y puerto número 1	225

Figura 5.54 Diagrama de radiación en polares con $\phi = 90^\circ$ para $f = 800\text{MHz}$, $\alpha = 0^\circ$, 5 elementos y puerto número 1	226
Figura 5.55 Diagrama de radiación en polares con $\phi = 90^\circ$ para $f = 800\text{MHz}$, $\alpha = 45^\circ$, 5 elementos y puerto número 1	227
Figura 5.56 Diagrama de radiación en polares con $\phi = 90^\circ$ para $f = 850\text{MHz}$, $\alpha = 0^\circ$, 5 elementos y puerto número 1	227
Figura 5.57 Diagrama de radiación en polares con $\phi = 90^\circ$ para $f = 850\text{MHz}$, $\alpha = 45^\circ$, 5 elementos y puerto número 1	228
Figura 5.58 Diagrama de radiación en polares con $\phi = 90^\circ$ para $f = 900\text{MHz}$, $\alpha = 0^\circ$, 5 elementos y puerto número 1	228
Figura 5.59 Diagrama de radiación en polares con $\phi = 90^\circ$ para $f = 900\text{MHz}$, $\alpha = 45^\circ$, 5 elementos y puerto número 1	229
Figura 5.60 Diagrama de radiación en polares con $\phi = 90^\circ$ para $f = 950\text{MHz}$, $\alpha = 0^\circ$, 5 elementos y puerto número 1	229
Figura 5.61 Diagrama de radiación en polares con $\phi = 90^\circ$ para $f = 950\text{MHz}$, $\alpha = 45^\circ$, 5 elementos y puerto número 1	230
Figura 9.1 Diagrama de Gantt del proyecto	243
Figura 9.2 Presupuesto del proyecto	244

Índice de tablas

Tabla 4.1 Medidas del Modelo 1.....	75
Tabla 4.2 Medidas del Modelo 2.....	99
Tabla 4.3 Medidas del Modelo 3.....	122

Capítulo 1

Introducción y objetivos

1.1 Introducción

Este proyecto trata de aprovechar algunas de las ventajas que tienen las denominadas antenas de banda estrecha, y en concreto los parches, intentando conseguir antenas de banda ancha a partir de éstas. De esta forma se intentará obtener antenas de banda ancha, que tengan algunas ventajas de las antenas resonantes, y en particular para este trabajo, que tengan una mayor ganancia.

Para ello se lleva a cabo una primera introducción a las antenas de banda ancha, caracterizándolas de forma general y enumerando algunas de las diferentes estructuras que hoy en día existen para este tipo de antenas, centrándose principalmente en las antenas impresas.

Una vez explicadas las antenas de banda ancha, que son el objetivo a conseguir, se estudiará una manera de obtener una antena de este tipo a partir de una de banda estrecha, y para ser más concretos, a partir de un parche.

Tras conseguir el elemento radiante deseado, se pasará a diseñar un array constituido por dichos elementos. Por tanto, se trata de llegar a conseguir un array de banda ancha que pueda ser utilizado en las bandas de la telefonía móvil.

Es bien sabido que las antenas de tipo parche tienen como una de sus principales desventajas su estrecho ancho de banda. Como consecuencia, se han aplicado algunas

técnicas sobre este tipo de antenas para llegar a alcanzar los anchos de banda deseados, que es básicamente uno de los objetivos fundamentales en este proyecto.

Por otro lado, las principales ventajas de las antenas planas, en las que se incluyen los parches, y en consecuencia de los arrays de antenas de este tipo, son fundamentalmente su bajo perfil, reducido coste, sencilla estructura y su flexibilidad para conseguir orientar su ancho de haz en las direcciones deseadas.

Es por todo ello que resulta muy atractivo y tiene especial interés intentar aumentar el ancho de banda de las antenas planas para usarlas en arrays de telefonía.

En resumen, se trata de diseñar un array de banda ancha formado por elementos que basan su estructura en antenas de banda estrecha, aprovechando así las ventajas de estas últimas en un rango de frecuencias mucho mayor.

1.2 Objetivos

El objetivo fundamental de este proyecto es lograr la realización de una antena de banda ancha a partir de estructuras de banda estrecha, y después un array para las estaciones base de telefonía móvil formado por estos elementos. En base a ese objetivo principal, se proponen los siguientes objetivos parciales:

- Estudio de las antenas de banda ancha: características y topologías.
- Estudio de las antenas de tipo parche: características, diferentes tipos de alimentación...
- Estudio de alternativas para obtener mayores anchos de banda con estructuras de banda estrecha.
- Desarrollo de una antena de estas características hasta obtener buenos resultados.
- Conseguir diseñar un array formado por varias antenas como la anteriormente descrita en las diferentes bandas de telefonía actuales.

1.3 Fases del desarrollo

Las fases de desarrollo son las siguientes:

- Estudio de forma teórica de las antenas de banda ancha.
- Estudio de forma teórica de las antenas de tipo parche.
- Estudio de las alternativas para pasar de antenas de banda estrecha a antenas de banda ancha con algunas ventajas e inconvenientes añadidos.
- Desarrollo en simulación de una antena basada en parches que cumple estas características hasta obtener buenos resultados.

- Diseño del array de banda ancha formado por el elemento radiante anteriormente construido.

1.4 Medios empleados

Para llevar a cabo este proyecto se utilizará fundamentalmente un programa:

- CST Studio Suite para la simulación tanto de la antena como del array.

1.5 Estructura de la memoria

Para facilitar la lectura de la memoria, se incluye a continuación un breve resumen de cada capítulo.

En el capítulo 2 se llevará a cabo una introducción al mundo de las antenas de banda ancha. Partiendo de su definición, se explicarán sus características y propiedades de forma no muy extensa para poner en contexto y saber de qué se está hablando.

En el capítulo 3 se explicarán las antenas de tipo parche y un modo de pasar de una antena de este tipo a una cuyo comportamiento sea de banda ancha.

En el capítulo 4 se llevará a cabo una descripción del elemento radiante que se utilizará en el proyecto, incluyendo su estructura, medidas y estudios paramétricos, y en el que también se incluirán las diferentes simulaciones hasta conseguir buenos resultados.

En el capítulo 5 se llevará a cabo el desarrollo de la teoría de arrays, explicando brevemente qué son, para qué sirven y cómo se implementan y se presentará el diseño elegido para el array de banda ancha deseado con sus correspondientes resultados.

Para terminar, se expondrán las conclusiones del trabajo y las futuras líneas de investigación, así como el presupuesto que ha sido necesario.

Capítulo 2

Introducción a las antenas de banda ancha

2.1 Introducción

En este capítulo, se presentan la definición y las principales propiedades de las antenas de banda ancha, poniendo así al lector en el contexto que se trata en este trabajo y entrando en materia.

A continuación, se explican brevemente algunos de los tipos de antenas de banda ancha existentes con sus correspondientes polarizaciones, tipos de alimentación, etc... Sobre todo se centrará el estudio en antenas impresas, que como se ha comentado anteriormente, son las que protagonizaran este trabajo.

Con todo ello se pretende tener una visión global inicial que nos permita, una vez entendido todo lo que se expone, introducir las características de las antenas de tipo parche en los últimos apartados de este capítulo y ver cómo se puede conseguir pasar de una antena de este tipo a una cuyo comportamiento sea de banda ancha.

2.2 Definición de antena de banda ancha

Por antenas de banda ancha se entiende, normalmente, aquellas que mantienen alguno o algunos de sus parámetros independientes de las variaciones en frecuencia, siempre dentro de un margen, en este caso cuanto más grande mejor, que recibe el nombre de ancho de banda.

Este tipo de antenas son necesarias porque los sistemas de comunicaciones actuales, y los que van surgiendo día a día, requieren cada vez mayores anchos de banda y mayores tasas de transmisión. A veces incluso resulta atractivo poder ofrecer muchos servicios únicamente con una antena, ya que supone un ahorro económico importante. Por todo esto las antenas de banda ancha se usan cada vez más a menudo.

En cuanto a los tipos de antenas de banda ancha, en este estudio se han dividido en tres grupos. Las antenas de tipo dipolo, las de tipo monopolo y las llamadas independientes de la frecuencia.

Las antenas de tipo dipolo, pueden entenderse de manera general como un dipolo en sí, el cual genera un diagrama de radiación omnidireccional. La diferencia es que las antenas que aquí se van a estudiar, en vez de estar formadas por dos hilos como un dipolo, cambian sus elementos radiantes por diversas formas como pueden ser la antena Foursquare (elementos cuadrados) o Fourtear (elementos en forma de "gotas de agua" o "lagrimas"). También es cierto que dichas antenas están situadas sobre un plano de masa para conseguir un diagrama unidireccional, y también tienen otra pareja de elementos cruzados con la cual pueden conseguir polarizaciones ortogonales de cualquier tipo, pero su funcionamiento se puede entender como el de un dipolo. El cambio más significativo es el ancho de banda de dichas antenas, ya que al cambiar los elementos radiantes, lo que se consigue es aumentar este ancho de banda en gran medida.

Por otro lado, están las antenas tipo monopolo. Éstas lo único que hacen es simular el comportamiento de un dipolo pero únicamente en uno de sus hemisferios, y solamente utilizando uno de los dos elementos que componen el dipolo. Para conseguir esto, lo que se hace es situar dicho elemento radiante perpendicularmente sobre un plano de masa, es decir, aplicar teoría de imágenes. Dentro de este tipo veremos antenas como pueden ser las de disco o la antena PICA.

Por último, están las antenas independientes de la frecuencia. Todas las antenas vistas hasta el momento cambian su comportamiento en frecuencia si se les aplica un escalado. Sin embargo, este tipo de antenas no varía su respuesta ante dichos cambios, porque la propia geometría de la misma no cambia con este escalado. Este efecto, que a priori puede parecer ciertamente extraño, se consigue cumpliendo el principio de Rumsey, exponiendo que para que la antena sea independiente de la frecuencia, su geometría debe poder ser descrita únicamente en función de ángulos. Un ejemplo de dichas antenas son las espirales o las antenas logoperiódicas (antena senoidal por ejemplo). Con este tipo de antenas también se va a conseguir una buena respuesta en amplias bandas de frecuencia, precisamente por el efecto que acabamos de comentar.

Finalmente es destacable que con esta selección de antenas de banda ancha lo que se ha pretendido es dar una visión general sobre sus características, ventajas, diferencias y posibles aplicaciones.

2.3 Conceptos

El estándar del IEEE (Institute of Electrical and Electronics Engineers) [1] define el ancho de banda de una antena como el rango de frecuencias en donde las prestaciones de la antena, respecto con algún parámetro, se mantienen por debajo de un cierto umbral o valor.

En este trabajo, el ancho de banda está definido para una ROE (VSWR) inferior a 2 en unidades naturales. También se utilizará un ancho de banda en cuanto al diagrama de radiación se refiere, sin embargo, en este caso es bastante más difícil de definir un criterio específico, por lo que simplemente se entenderá como dicho ancho de banda, la banda de frecuencias en la que la antena tiene un diagrama de radiación aceptable para una determinada aplicación.

Dicho ancho de banda puede definirse numéricamente como un porcentaje de la frecuencia central B_p [2] de la manera:

$$B_p = \frac{f_U - f_L}{f_C} * 100 \quad (2-1)$$

donde $f_C = \frac{f_U + f_L}{2}$ es la frecuencia central, y f_U y f_L son la frecuencia superior e inferior del ancho de banda considerado respectivamente.

También se puede expresar el ancho de banda como una relación B_r [2] entre la frecuencia superior e inferior:

$$B_r = \frac{f_U}{f_L} \quad (2-2)$$

En este caso, se dice que el ancho de banda es de una octava cuando $B_r = 2$ y de una década cuando $B_r = 10$. Hablando de forma genérica, el ancho de banda será de n octavas cuando $B_r = 2^n$ y de n décadas cuando $B_r = 10^n$.

2.4 Tipos de antenas

Hay numerosos tipos de antenas de banda ancha, pero en este estudio únicamente nos centraremos en las antenas que sean impresas, o lo que es lo mismo, que sean planas.

2.4.1 Antena Bow-tie [3]-[4].

Esta antena es una versión plana de la antena bicónica finita descrita en [2], y se trata de una antena de tipo dipolo:

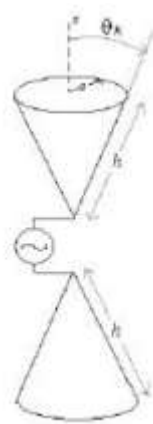


Figura 2.1 Antena finita bicónica [2]

Esta antena tiene una estructura bastante simple comparada con la antena de la figura 2.1, ya que como se ha comentado es una versión plana de la misma, como se muestra en la figura 2.2. Las ventajas que ofrece con respecto a su predecesora son su bajo perfil, su ligereza y su bajo coste, sin embargo, como punto flaco, su impedancia de entrada es algo más sensible a la frecuencia de trabajo. Dicha antena ofrece un diagrama de radiación omnidireccional (como el de un dipolo) con su haz principal en el plano perpendicular al plano de la antena. El ancho de banda de dicha antena está limitado en torno a $B_r = 2$ (una octava) [3].

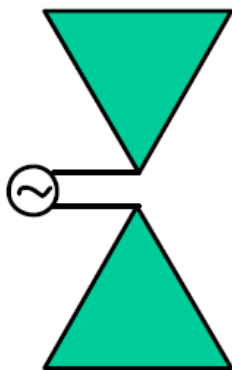


Figura 2.2 Antena Bow-tie [12]

La antena en cuestión, como se comenta en [4], ha sido usada en arrays planos para pruebas en vuelos de aeronaves y para la evaluación de un sistema radiómetro UHF. La estructura utilizada fue la misma que la de la figura 2.2, pero la diferencia es que la antena se situó sobre un plano de masa para obtener un diagrama de radiación unidireccional en este caso. La antena empleada fue la que se muestra en la figura 2.3:

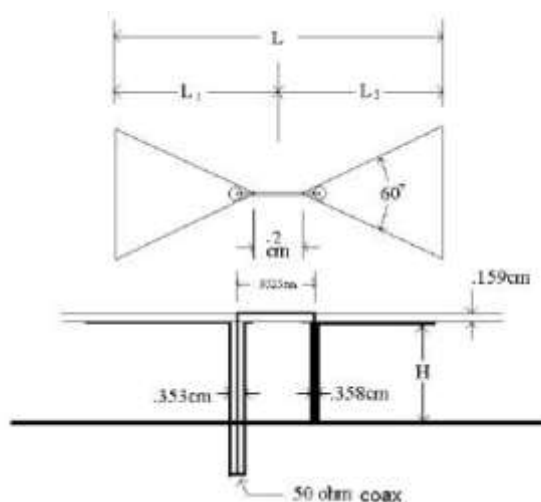


Figura 2.3 Antena Bow-tie con un plano de masa [4]

Esta antena en concreto usa una metalización con un ángulo de 60° como se ve en la figura 2.3. El mejor ancho de banda de impedancia que se obtuvo fue para una longitud L aproximada de 0.3λ , y una altura aproximada H de $3/8\lambda$ a la frecuencia central. Con estos parámetros el ancho de banda era de $B_p = 37\%$ usando un cable coaxial de 50Ω para alimentar la antena. En [4] también se estudian los efectos que tiene variar la distancia entre la metalización y el plano de masa, pero con la configuración de la figura 2.3, lo que se observa es una ligera depresión en la dirección de máxima radiación a la frecuencia superior. Esta depresión es mayor cuanto mayor es la frecuencia, sin embargo, la distorsión desaparece cuando la altura H se disminuye. El efecto contraproducente que tiene esta disminución de la altura, es que el ancho de banda de impedancia se reduce, por lo que se va a tener un compromiso entre el ancho de banda de la impedancia y el ancho de banda del diagrama de radiación.

2.4.2 Antena de espiral [2], [5]-[6].

Las antenas de espiral pertenecen a la clase de las antenas planas que son independientes de la frecuencia, y se construyen a partir de una línea de transmisión formada por dos hilos que poco a poco se transforma en una estructura radiante. A lo largo del tiempo se han publicado muchas antenas de este tipo como por ejemplo la espiral equiangular de J. D. Dyson en 1959, que fue la primera de todas. Una de las variaciones de dicha antena, y quizás la más conocida, es la espiral de Arquímedes, que se muestra en la figura 2.4. La particularidad de esta antena, es que la anchura de los brazos es la misma que la separación entre ellos. En teoría se demuestra que su impedancia de entrada es de 188.5Ω [5], sin embargo, experimentos realizados que

aparecen detallados en [6] revelaron que su impedancia varía desde los 120Ω hasta los 200Ω . Esta antena tiene un máximo de radiación en la dirección perpendicular al plano de la espiral, y como ya sabemos, dicho diagrama se puede convertir a uno unidireccional situando un plano de masa en paralelo a dicha espiral. Otra modificación posible de la espiral de Arquímedes, es colocarle una cavidad trasera. Esta estructura también proporciona un haz unidireccional y sus principales características son un ancho de haz a 3 dB de 75° , una razón axial de 1 dB, una ganancia de 5 dB, y un ancho de banda de impedancia $B_r = 10$, o incluso superior en ciertas ocasiones. También se ha visto que su impedancia es prácticamente real y muy cercana a 120Ω .

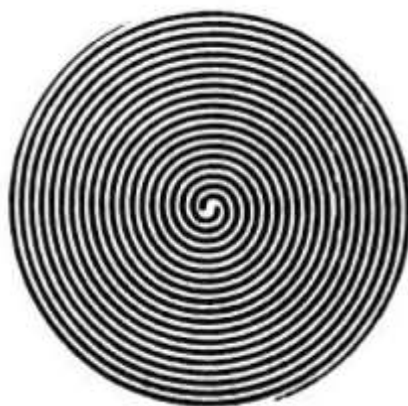


Figura 2.4 Antena de espiral de Arquímedes [12]

2.4.3 Antena senoidal [7]-[8].

La antena senoidal de la figura 2.5, fue inventada por R. H. Duhamel en 1982, y es de las antenas independientes de la frecuencia más recientes. Su estructura ofrece numerosas ventajas respecto a sus predecesoras, como puede ser su gran ancho de banda o la posibilidad de usar polarizaciones ortogonales simultáneamente, ya sea lineal o circular, y todo esto en una antena de un perfil muy bajo [8]. Su estructura se consigue mediante cuatro brazos auto-complementarios, los cuales son alimentados de manera balanceada, como se puede ver en la figura 2.5. Medidas realizadas en [7] revelan que la impedancia de entrada de la antena es de 160Ω y 190Ω para un sustrato de anchura 30mm y 5mm respectivamente ($\epsilon_r=2.33$), manteniendo la parte reactiva aproximadamente nula, con lo que se puede concluir que dicha impedancia es cercana al valor teórico y que es dependiente de la anchura del sustrato.

Muchas aplicaciones requieren que el diagrama de radiación sea unidireccional, y lo consiguen colocando un plano de masa detrás de la estructura radiante como ya se ha comentado, sin embargo, en este caso, la inclusión en la estructura de la antena de un plano de masa empeora considerablemente las prestaciones de la antena.



Figura 2.5 Geometría de la antena senoidal [12]

2.4.4 Antenas de disco.

Este tipo de antenas recibe su nombre debido a que su estructura radiante está formada por un fino disco, que puede ser de diversas formas, por ejemplo circular o trapezoidal. Cabe destacar que estas estructuras son de tipo monopolo. A continuación se muestran algunos tipos de estas antenas.

2.4.4.1. Antena de disco circular [9].

En un primer momento esta antena fue propuesta para aplicaciones de televisión en una banda de operación desde los 90 MHz hasta los 770MHz. Su estructura está compuesta por un disco circular sobre un plano de masa como puede observarse en la figura 2.6:

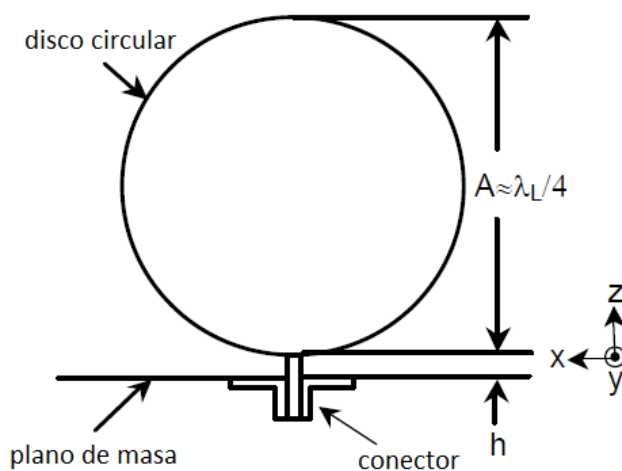


Figura 2.6 Antena de disco circular sobre un plano de masa [12]

Este tipo de antena tiene un gran ancho de banda de impedancia, aproximadamente de $B_r = 10$. En [9] se expone un modelo de estudio con un disco de diámetro $A=25\text{mm}$ y grosor 0.5mm , y una altura sobre el plano de masa ($30\text{ cm} \times 30\text{ cm}$) de $h=0.7\text{mm}$. Los resultados que se obtuvieron reflejaron que la ROE se mantenía por debajo de 2 entre las frecuencias de 2.25 GHz y 17.25 GHz , o lo que es equivalente, su ancho de banda de impedancia era de $B_r = 7.7$. Sin embargo, el diagrama de radiación de este modelo se iba degradando a medida que la frecuencia aumentaba. Su máximo de radiación en el plano E iba variando desde 30° hasta 60° en elevación a medida que se aumentaba la frecuencia, mientras que en el plano H se obtuvo un diagrama omnidireccional, en el cual no se apreció una gran degradación de las prestaciones.

2.4.4.2. Antena de disco trapezoidal [10].

La antena de forma trapezoidal fue propuesta en un primer momento como una modificación de la antena de disco de forma cuadrada [10]. En este caso, el ancho de banda de la antena resultante, se optimizó moldeando como una forma cónica la base inferior del trapecio (la que está más cerca del plano de masa). Sin embargo, esta antena que puede verse como una evolución de las anteriores antenas de disco, y que si mejora el ancho de banda ensanchando la forma de la antena, pero no solventa los problemas de inclinación del haz principal en el plano E que se obtenían con las anteriores versiones. Un ejemplo de su estructura es el que aparece en la figura 2.7:

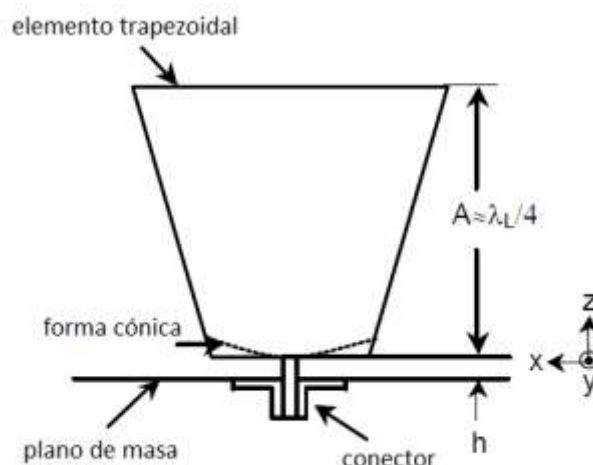


Figura 2.7 Antena de disco trapezoidal sobre un plano de masa [12]

2.4.4.3. Antena Crossed Half-disc [11].

La estructura de esta antena puede verse en la figura 2.8. Esta antena fue propuesta como una variación de la antena Crossed Bow-tie, que se componía de dos brazos cruzados, donde los brazos eran elementos radiantes como los vistos en la figura 2.2. El efecto que se produce al colocar dos elementos radiantes ortogonalmente, es una mejora del diagrama de radiación sobre el ancho de banda de impedancia del elemento radiante simple. En la figura 2.8 también se puede observar en línea discontinua la antena de disco circular que tendría el mismo ancho de banda de impedancia que esta antena. Es

destacable que su tamaño es aproximadamente la mitad, pero a cambio de tener una antena de mayores dimensiones (aproximadamente el doble), estamos mejorando el ancho de banda del diagrama de radiación que era uno de los principales problemas de este tipo de antenas.

Estudios detallados en [11] han demostrado que la antena mencionada mantiene el diagrama de radiación y la ganancia aceptables en un gran ancho de banda, desde 0.5 GHz hasta 18 GHz aproximadamente. Sin embargo, en este tipo de antena, puede haber problemas con polarizaciones ortogonales.

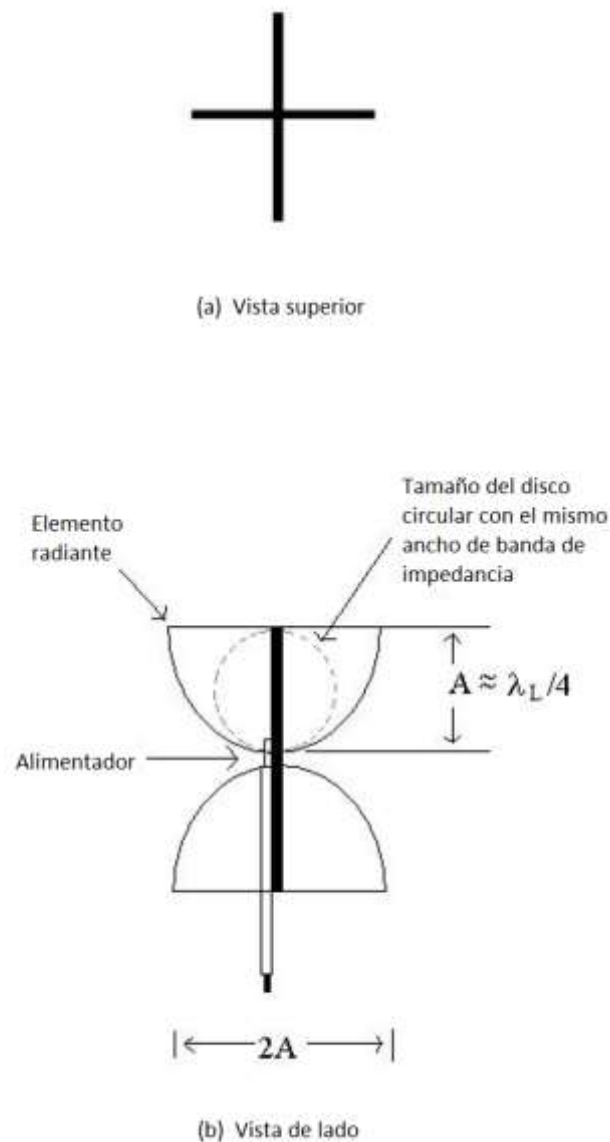
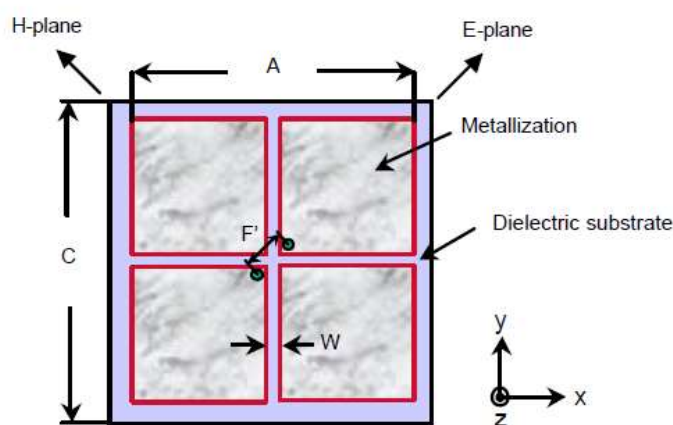


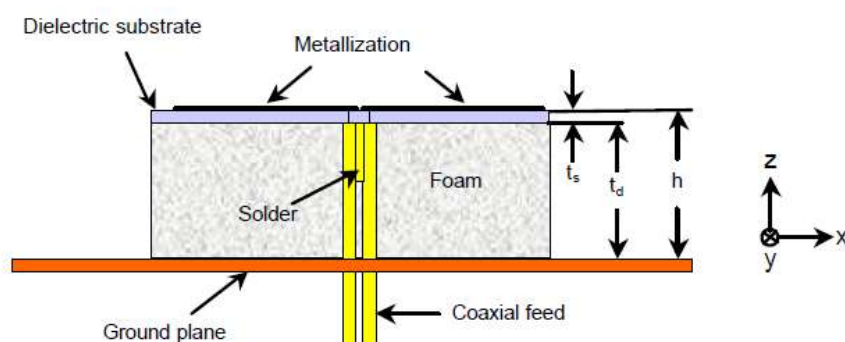
Figura 2.8 Antena Crossed Half-disc [12]

2.4.5 Antena Foursquare [12]-[13].

La antena Foursquare, que es de tipo dipolo, fue creada y patentada por el VTAG (Virgina Thech Antenna Group) en 1999 [13]. Como su nombre indica, su estructura está compuesta por cuatro metalizaciones de forma cuadrada sobre un dieléctrico, y a su vez todo ello posicionado sobre un plano de masa como puede verse en la figura 2.9. La alimentación se realiza sobre cuadrados opuestos con la misma amplitud pero distinta fase. Es por esto que la antena Foursquare proporciona polarizaciones lineales ortogonales de manera natural, aunque la excitación puede introducirse de tal manera que se consigan otro tipo de polarizaciones, por ejemplo circular. Esta antena se creó principalmente para formar parte de arrays de antenas con haces altamente directivos, pudiendo hacer barridos con el haz cambiando las fases de los elementos como se hace convencionalmente. Esta antena es especialmente buena para arrays ya que su tamaño es inferior a las antenas de banda ancha ya existentes, pudiendo así estar más juntos los elementos del array.



(a) Top view of the Foursquare antenna.

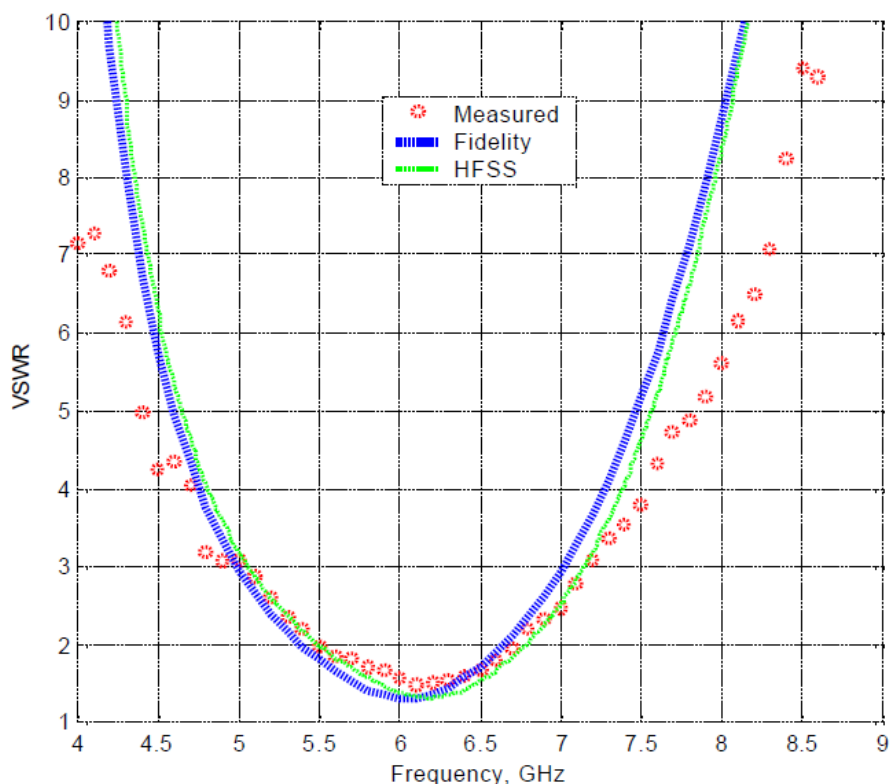


(b) Side view of the Foursquare antenna

Figura 2.9 Geometría de la antena Foursquare [13]

Estudios mostrados en [13] concluyeron que las medidas aproximadas de la antena eran de $\lambda_L/2$ para la diagonal de la antena $\sqrt{2}A$, y de $\lambda_U/4$ para la altura h sobre el plano de masa, donde λ_L y λ_U representan las longitudes de onda asociadas a las frecuencias inferior y superior de la banda de trabajo de la antena.

Los resultados que se obtuvieron en [13] de la medida de la impedancia sobre un modelo hardware fueron los que se muestran en la figura 2.10. En la anterior figura puede verse la representación de la ROE en función de la frecuencia, y se aprecia que el ancho de banda de la antena construida va desde 5.4 GHz hasta 6.7 GHz aproximadamente, lo que equivale a un ancho de banda del 20%. Es cierto que dicho ancho de banda no es tan grande como para considerar esta antena como realmente de banda ancha, aunque se queda bastante cerca.



(b) VSWR referenced to 50-Ω.

Figura 2.10 Representación de la ROE mediante la medida y simulación de la impedancia de una antena Foursquare [13]

En cuanto al diagrama de radiación, la medida también fue realizada por el VTAG en la cual se usó un híbrido de 180° para alimentar la antena. Las medidas se realizaron tanto en el plano E como en el plano H, siendo el plano E el que contiene los dos puertos de alimentación, y el plano H el ortogonal. En los resultados obtenidos se observó como el diagrama de radiación es prácticamente igual para ambos planos, lo que es un punto

positivo a tener en cuenta. Los resultados mostraron que dicho diagrama no sufría apenas modificaciones dentro del ancho de banda de impedancia [13].

2.4.5.1. Modificaciones de la antena Foursquare.

Basándose en esta antena, han sido varias las nuevas antenas que se han llegado a proponer, como pueden ser la antena Cross-diamond, la antena Fourpoint o la Fourtear. La estructura de la primera de ellas se muestra en la figura 2.11, de la cual se construyó un ejemplar con el que se pudieron medir sus prestaciones [13]. Los estudios mostraron que los resultados obtenidos eran parejos a los de la antena Foursquare de semejantes medidas, aunque el ancho de banda era ligeramente inferior. Las dos últimas antenas mencionadas anteriormente serán objeto de este estudio en siguientes apartados.

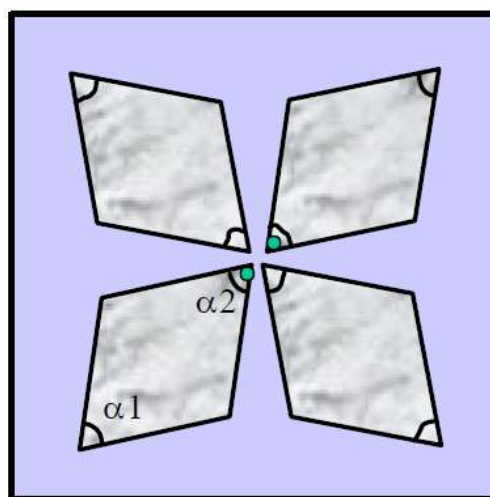


Figura 2.11 Geometría de la antena Cross-diamond [13].

2.4.6 Antena Fourpoint [13].

La antena Fourpoint, también de tipo dipolo, nace motivada por los problemas que tenía la antena Foursquare en cuanto a la componente reactiva de la impedancia de la antena. Los estudios en [14] revelaban que la impedancia de dicha antena era mayormente inductiva. Lo que esta nueva antena intentara, será rebajar dicha componente inductiva, para que la parte reactiva de la impedancia de la antena Fourpoint este en torno a cero, consiguiendo así un mayor ancho de banda de impedancia.

La estructura de esta antena es la que se muestra en la figura 2.12. Como ya se ha comentado está basada en la antena Foursquare, y se consigue eliminando las esquinas exteriores de los cuadrados metálicos de dicha antena, utilizando así una especie de diamantes en vez de cuadrados. La separación entre estas cuatro nuevas estructuras es la que introduce una componente capacitiva en la impedancia de la antena, contrarrestando

así la parte inductiva que antes había presente. Y es mediante este efecto con el que se consigue estabilizar la parte reactiva de la impedancia de la antena en torno a cero, consiguiendo así el incremento de ancho de banda antes comentado.

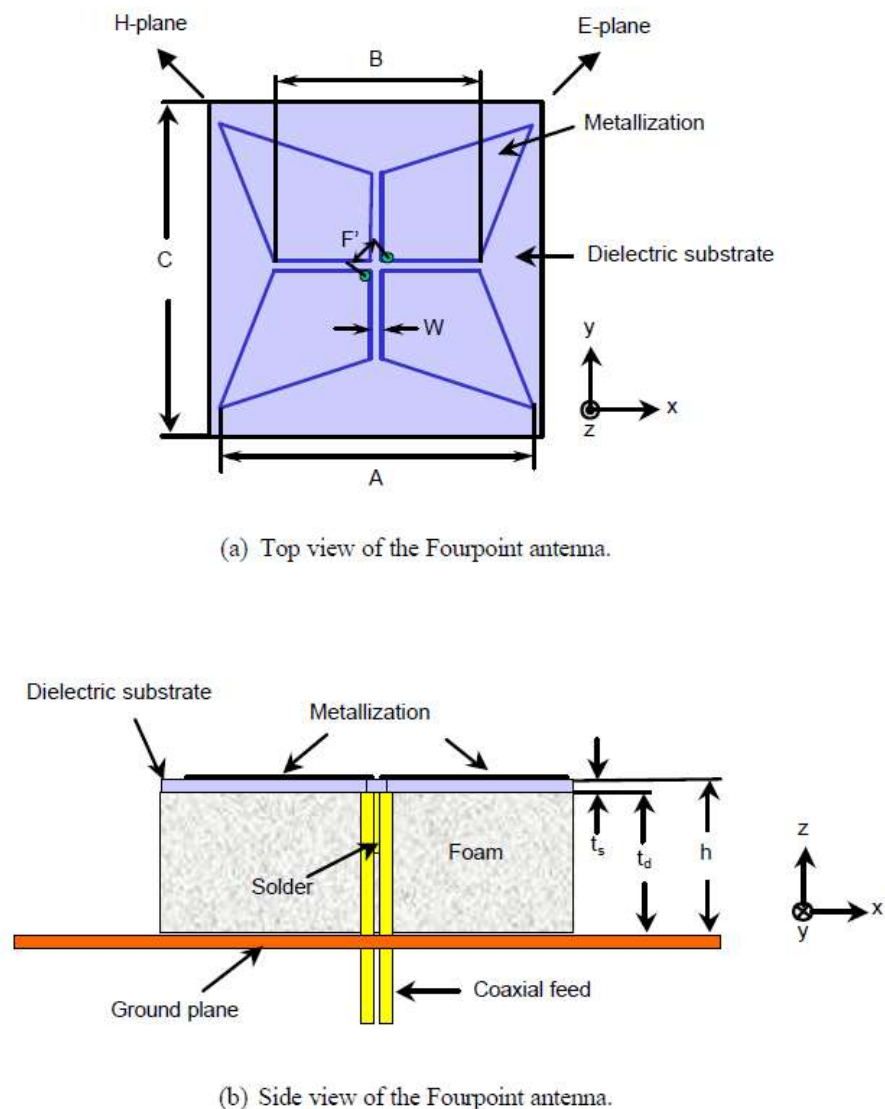


Figura 2.12 Geometría de la antena Fourpoint [13]

Los resultados obtenidos sobre un modelo hardware en [13] pueden verse en la figura 2.13. En dicha figura se representa la ROE en la que se puede observar el ancho de banda de la antena. También se ha representado en dicha figura los resultados obtenidos para la antena Foursquare con la que se están comparando los resultados. Las mejoras son claramente notorias, se está pasando de un ancho de banda de aproximadamente el 20%, a un ancho de banda del 40.6%, que es un incremento de más de dos veces el ancho de banda.

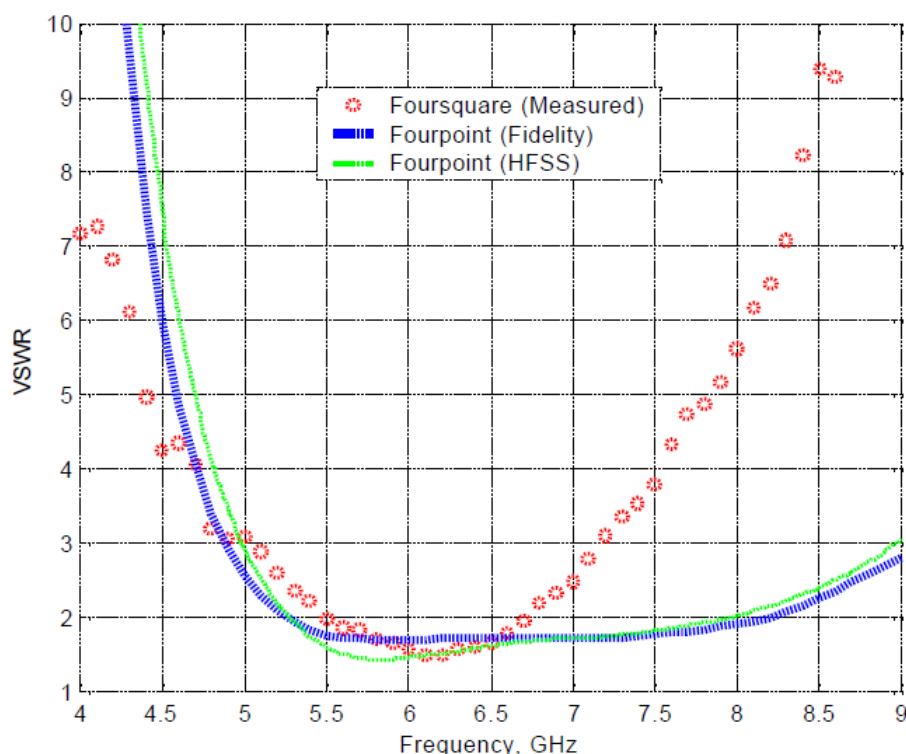


Figura 2.13 Simulación de la ROE de la antena Fourpoint y medida de la ROE de la antena Foursquare (referenciado a 50Ω) [13]

En cuanto a los diagramas de radiación, las simulaciones indican que dicho diagrama no sufre apenas degradación en todo el ancho de banda de impedancia, y que además es prácticamente igual al de la antena Foursquare.

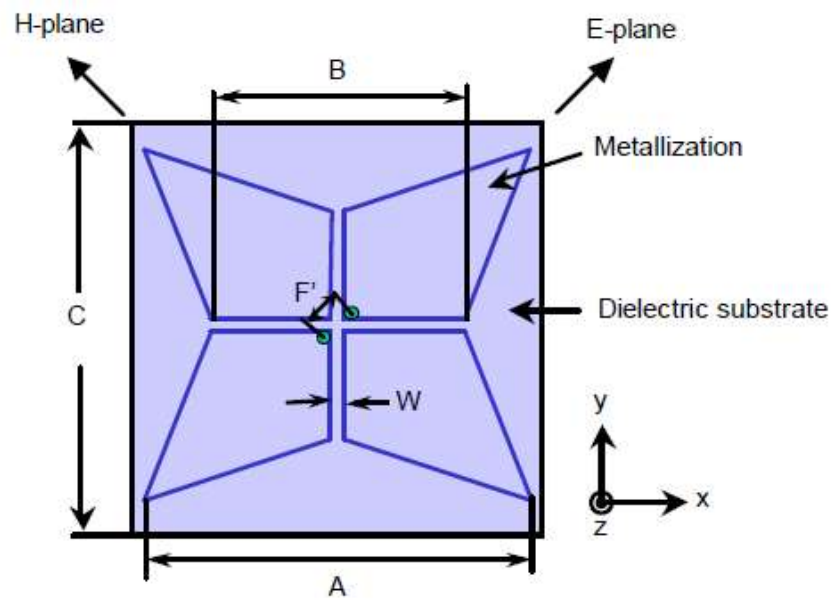
Puede concluirse que efectivamente las prestaciones de la antena Foursquare se han mejorado notablemente con este nuevo diseño, y ello no ha supuesto ningún coste adicional, ya que la nueva antena tiene exactamente las mismas dimensiones y no conlleva ninguna gran complicación en su construcción.

2.4.6.1. Antena Fourpoint con una placa de ajuste (Tuning Plate) [12].

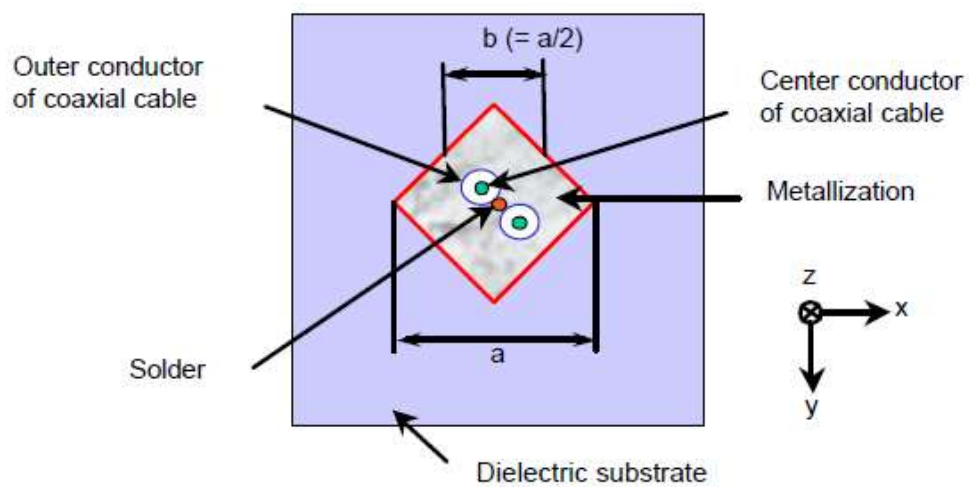
Extensas investigaciones concluyeron en que aún es posible aumentar el ancho de banda de la antena Fourpoint considerablemente. Para ello se propone el uso de una placa de ajuste metálica que se coloca entre la metalización y el plano de masa [12]. Para facilitar su construcción se propone construir dicha placa en la cara trasera del sustrato de la antena, donde debe ir cortocircuitada con los conductores exteriores de los coaxiales. También pueden añadirse más placas adicionales que no estén pegadas al sustrato, pero su construcción será más compleja. El efecto que tiene dicha placa, es que genera una segunda resonancia en la parte superior de la banda de trabajo, aumentando aún más si cabe, el ancho de banda de la antena Fourpoint. Dicha nueva mejora no es exclusiva de esta antena, sino que también puede usarse en antenas similares como puede ser la Foursquare incrementando también sus prestaciones.

La geometría de dicha placa puede ser muy variada. En [12] se proponen tres formas diferentes: cuadrada, circular y en forma de estrella. En la figura 2.14 pueden verse tanto las diferentes geometrías de la placa ((b), (c) y (d)), como su colocación en la propia antena ((e) y (f)). En general, su tamaño va a ser más pequeño que el de la propia antena, ya que lo que queremos es ajustar la impedancia en la zona alta de la banda de frecuencias.

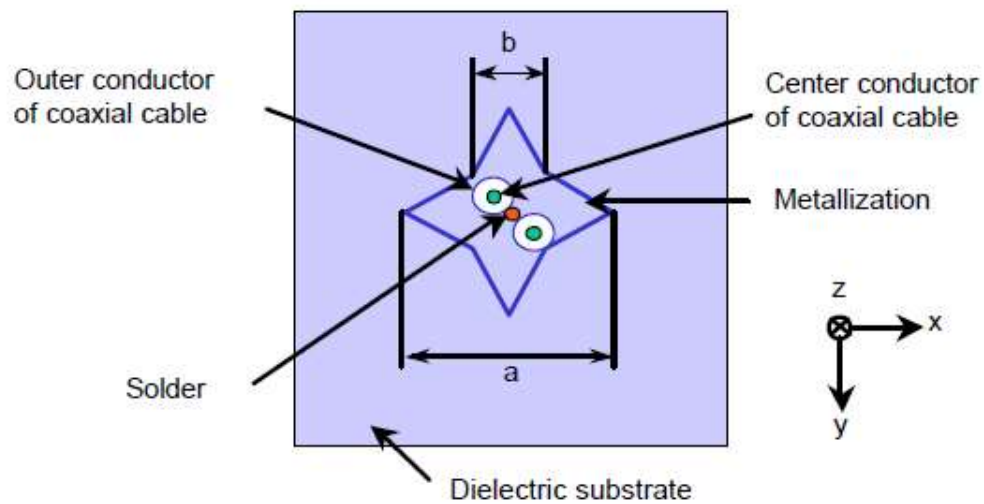
Un parámetro muy importante en el funcionamiento de dicha placa, es su orientación dentro de la estructura radiante. Se ha determinado que las mejores prestaciones se consiguen cuando la placa se rota 45° respecto a los vértices de los elementos radiantes de la antena (en el caso de la circular este dato es irrelevante). Dicho efecto también puede apreciarse en la figura 2.14 (a), (b), (c) y (d).



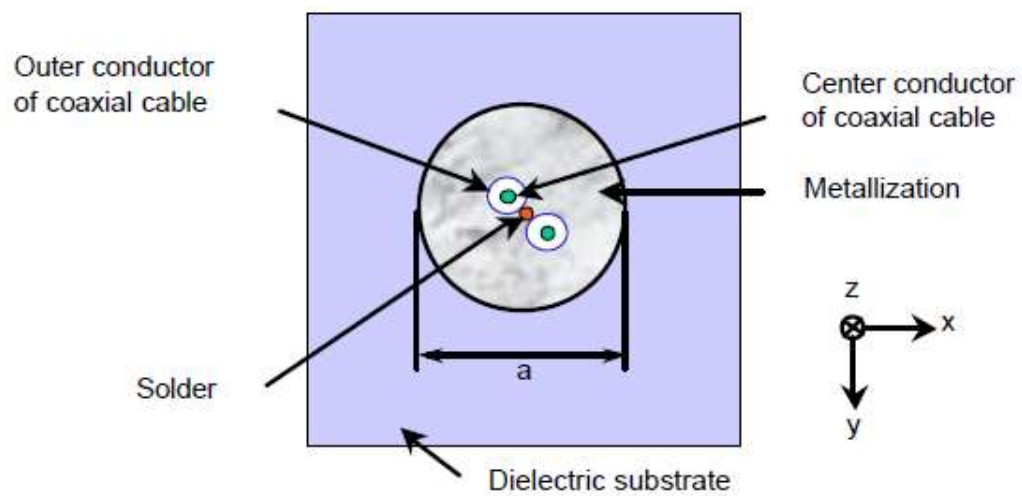
(a) Top view of the Fourpoint antenna.



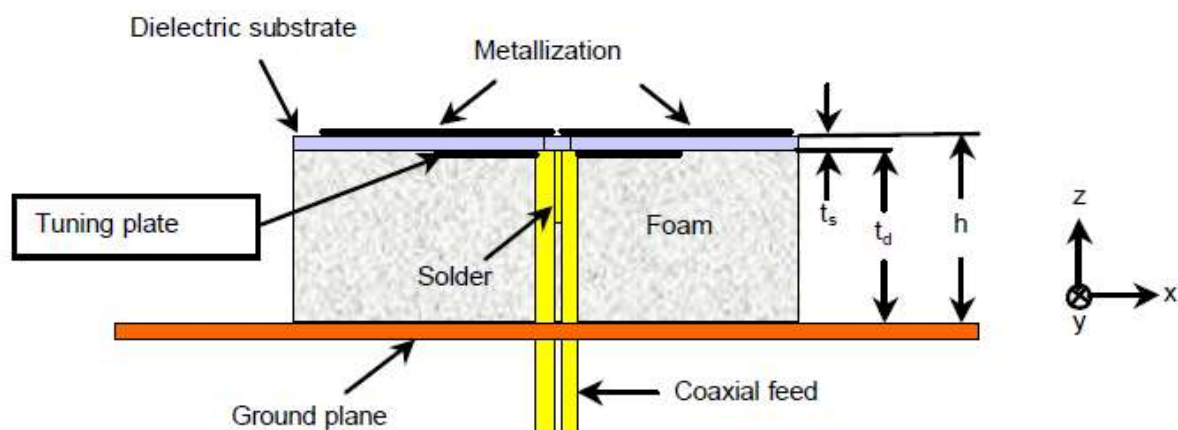
(b) A square-shaped tuning plate (Bottom view of the Fourpoint antenna).



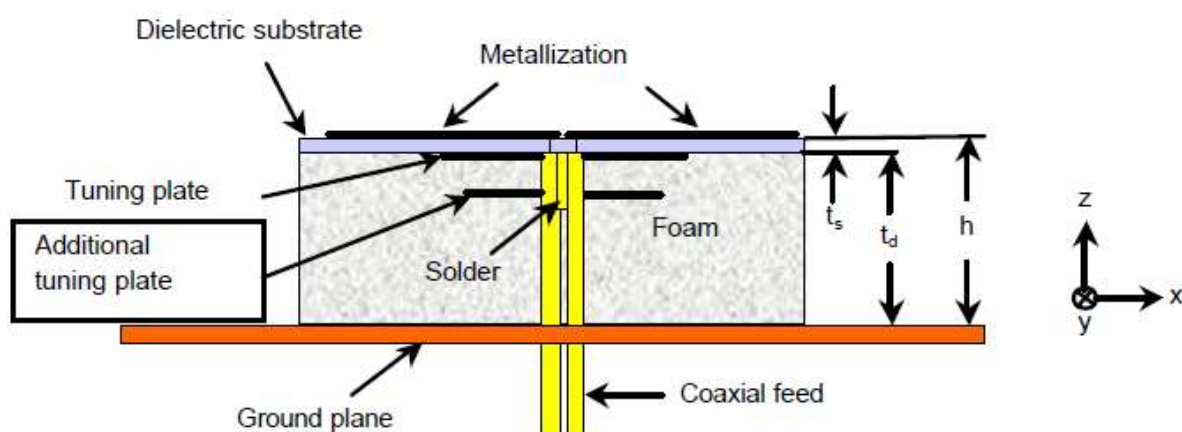
(c) A star-shaped tuning plate.



(d) A circular tuning plate.



(e) Side view of the Fourpoint antenna with single tuning plate.



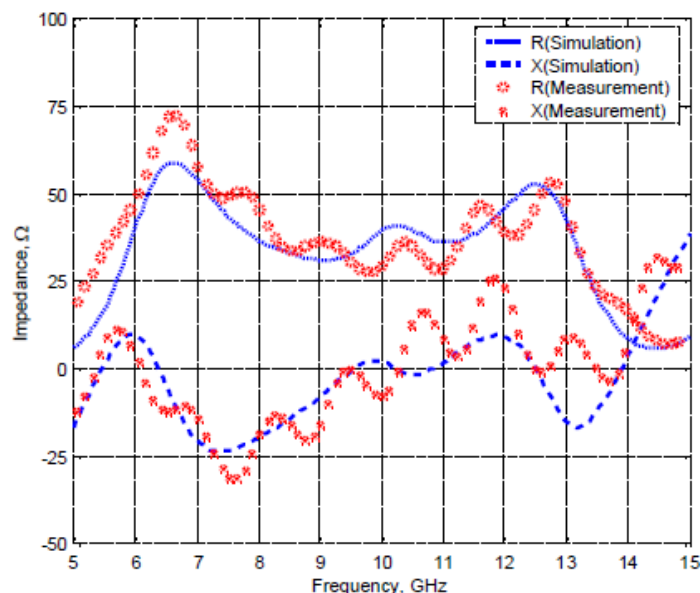
(f) Side view of the Fourpoint antenna with multiple tuning plates.

Figura 2.14 Geometría de la antena Fourpoint usando placas de ajuste [12]

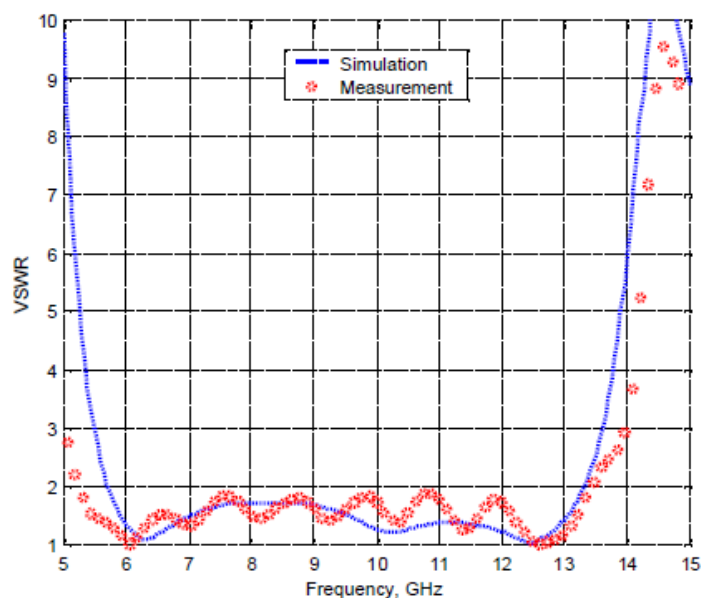
Diversos modelos de antena con placas de ajuste se han construido y presentado en [12]. Aquí únicamente se va a exponer el caso de la antena Fourpoint con una placa de ajuste en forma de estrella. El objetivo que se persigue es aumentar el ancho de banda obtenido de la antena Fourpoint presentada anteriormente que consiguió un ancho de banda que iba desde los 5.3 GHz hasta los 8 GHz aproximadamente. La estructura de la antena puede observarse en la figura 2.14 (a), (c) y (e).

Los resultados obtenidos de la medida y simulación de la impedancia de la antena son los esperados. En la figura 2.15 (a) puede verse cómo efectivamente la parte reactiva

de la impedancia sigue en torno a cero en la parte alta de la banda de trabajo de la anterior antena (8 GHz) con lo que se está consiguiendo aumentar el ancho de banda. En la figura 2.15 (b) se puede ver la ROE y efectivamente vemos que el ancho de banda va desde los 5.5 GHz hasta los 13.4 GHz aproximadamente. Se está pasando de un ancho de banda del 40%, a un ancho de banda de impedancia del 80%, es decir, se ha doblado de nuevo el ancho de banda de la antena.



(a) Computed (solid and dashed) and measured (circle and cross) antenna impedance



(b) Computed (solid) and measured (dotted) VSWR

Figura 2.15 Impedancia y Roe de la antena Fourpoint con una placa de ajuste en forma de estrella (referenciado a 50Ω) [12]

En cuanto al diagrama de radiación, se observó cómo apenas se degrada cuando se aumenta de frecuencia y se aproxima a la frecuencia superior. Esto no pasaba así por ejemplo para la placa de forma cuadrada, que sí se observaba una degradación notable en dicho diagrama, que dejaba de tener su máximo en la dirección perpendicular a la antena, e iba radiando cada vez más hacia el exterior [12].

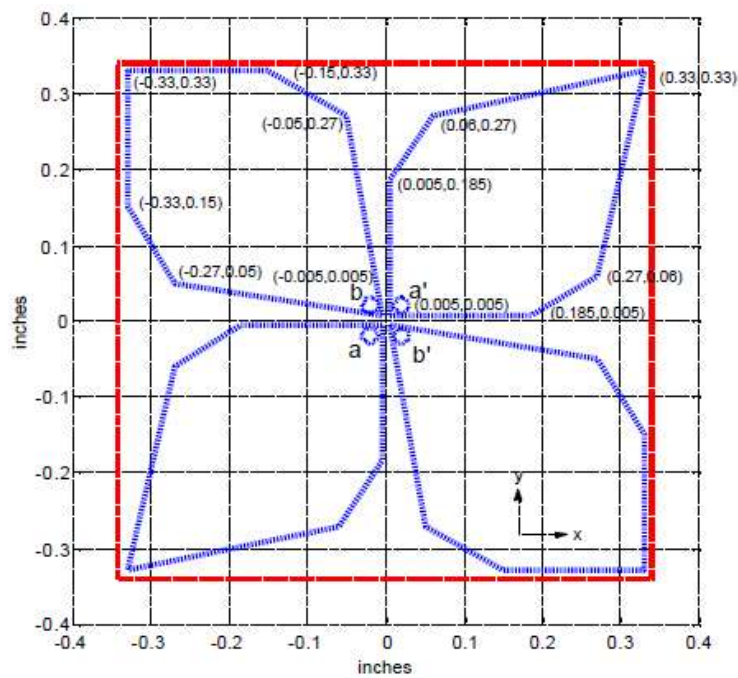
A modo de conclusión, se puede decir que en muchas ocasiones va a ser muy interesante el uso de placas de este tipo, ya que como se ha visto en este ejemplo, además de conseguir aumentar el ancho de banda de la antena al doble aproximadamente, se ha conseguido disminuir el tamaño de la antena obteniendo mejores prestaciones que el primer modelo.

2.4.7 Antena Fourtear [12].

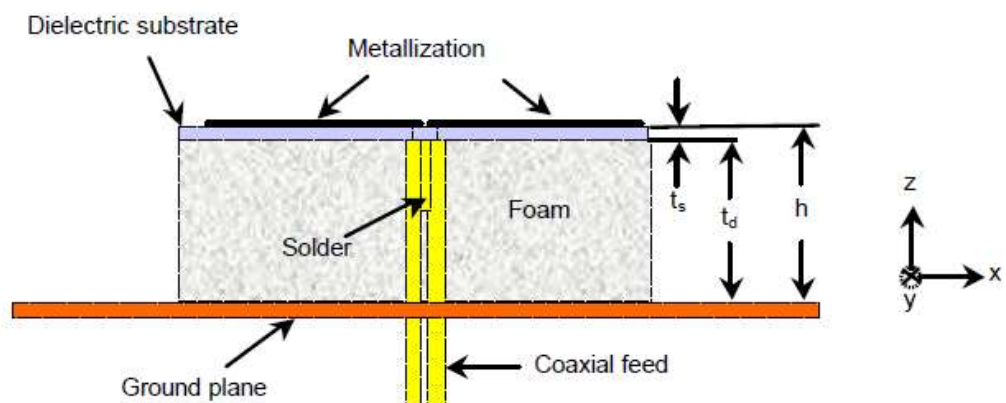
El origen de esta antena viene precedido por los estudios paramétricos de la antena Fourpoint, por lo que se deduce que de igual manera que las anteriores es de tipo dipolo. Una de las conclusiones que se sacó, fue que la impedancia de la antena podía ajustarse mediante el parámetro W , que era el espaciado entre los elementos radiantes de la antena. Se realizaron varios estudios en [12] sobre cómo podía afectar dicho parámetro, probando con diferentes espaciados entre dichos elementos radiantes, como pueden ser espaciado uniforme (que es el caso de la antena Fourpoint), espaciado lineal, en el que espacio entre los elementos radiantes va aumentando linealmente según se está más cerca del borde de la antena, o espaciados no lineales, del cual nació la idea de la antena Fourtear.

La geometría de la antena Fourpoint con espaciado no lineal puede observarse en la figura 2.16. Los estudios relevaron que las prestaciones de la antena mejoraron muy notablemente, ya que en este caso se pasó de un ancho de banda de aproximadamente de un 40% que tenía la antena Fourpoint, a un ancho de banda que va desde los 6 GHz a los 17 GHz, o lo que es lo mismo, de aproximadamente el 95%.

Es destacable que en este caso, las dos configuraciones posibles de alimentación a-a' y b-b', no van a ser exactamente iguales debido a que la antena no es del todo simétrica. Aunque sí es cierto que la impedancia en ambos casos es muy parecida, aunque no exactamente igual como ocurría en el caso de la antena Fourpoint o Foursquare.



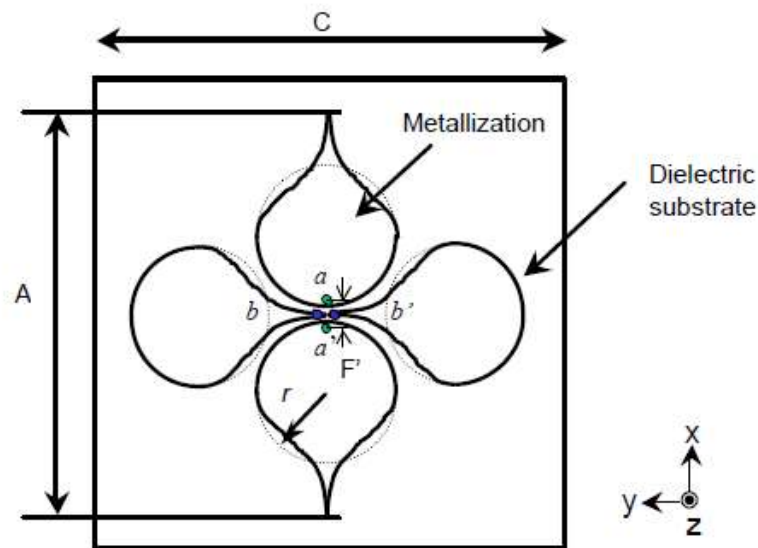
(a) Top view of the non-linearly tapered gap Fourpoint antenna.



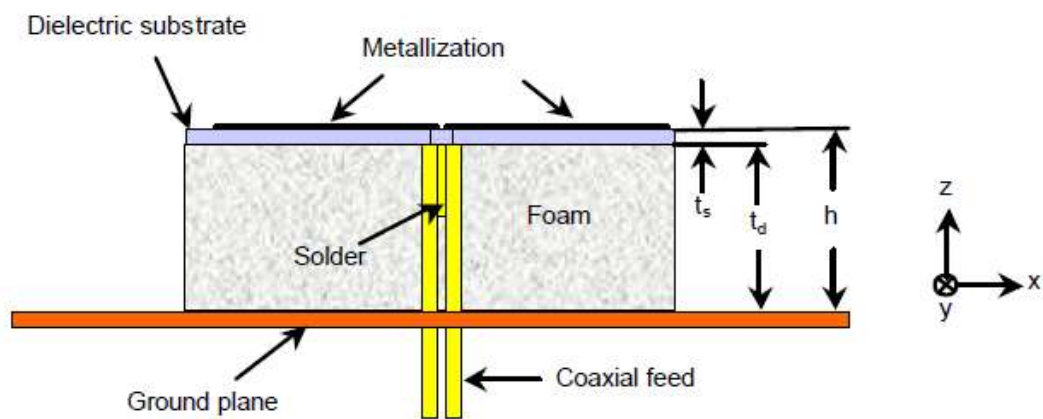
(b) Side view of the non-linearly tapered gap antenna.

Figura 2.16 Geometría de la antena Fourpoint con espaciado no lineal entre sus elementos radiantes [12]

Finalmente la antena Fourtear surge como una mezcla entre la antena de la figura 2.16 y la antena Teardrop. La geometría de esta nueva antena puede observarse en la figura 2.17, en la que se aprecia que el único cambio que se ha realizado es la forma de los elementos radiantes.



(a) Radiating element of the planar Fourtear antenna.



(b) Side view of the planar Fourtear antenna.

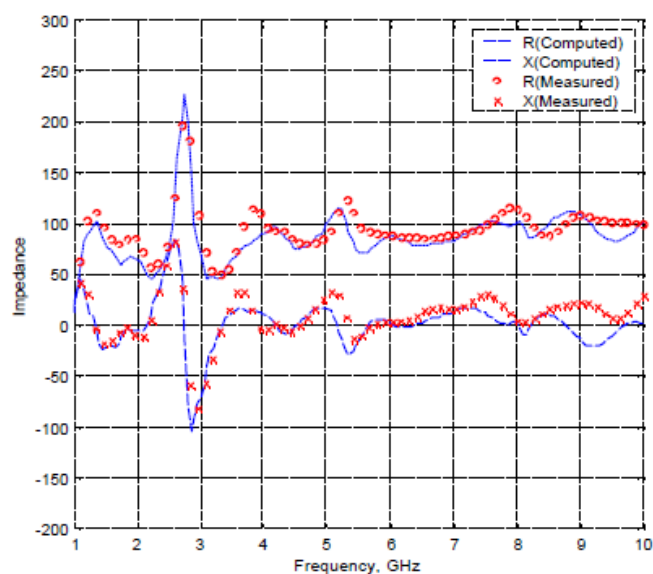
Figura 2.17 Geometría de la antena Fourtear [12]

Para este tipo de antena se recomienda una dimensión A aproximadamente de media longitud de onda correspondiente a la frecuencia inferior de la banda de trabajo. También se van a tener dos alimentaciones posibles denotadas como a - a' y b - b' , igual que ocurría en la antena Fourpoint con espaciado no lineal. Es de esperar que los resultados obtenidos no sean iguales para ambas configuraciones, pero sí bastante parecidos al menos.

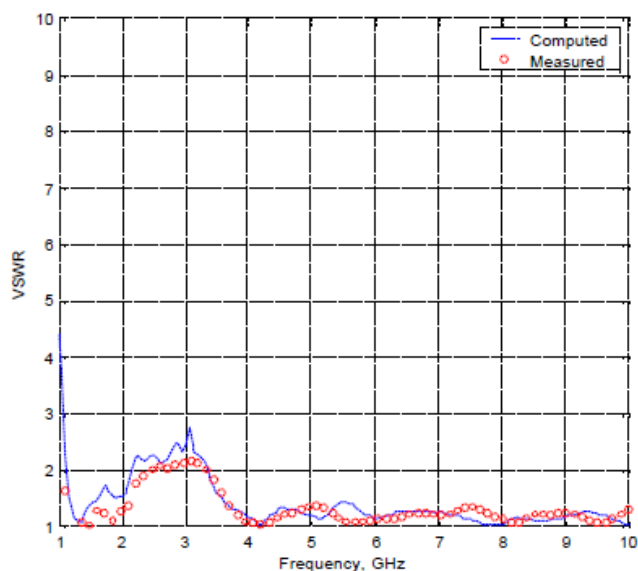
Para entender mejor el funcionamiento de la nueva antena, en [12] se presenta un detallado estudio de su funcionamiento mediante la construcción de un modelo de test y sus correspondientes medidas y simulaciones.

Comparando los resultados obtenidos para la configuración a-a' con los de la b-b', puede observarse que son ligeramente mejores los de la primera de las configuraciones, por lo que será la que se presente en este apartado. En la figura 2.18 puede verse tanto las medidas como las simulaciones de la impedancia de la antena y de la ROE, para la configuración a-a' como ya se ha comentado.

Lo que se aprecia es que dicha antena tiene un ancho de banda muy grande comparado con sus predecesoras, aproximadamente de $B_r = 10$ (una década). Las simulaciones demuestran que dicho ancho de banda puede incluso aumentarse más, exceptuando la banda de 2-3 GHz donde la antena no tiene una buena respuesta, aunque tampoco es mala.



(a) Impedance curves of the Fourtear antenna with a-a' feed configuration.



(b) VSWR curves referenced to 100-Ω of Fourtear antenna with a-a' feed configuration.

Figura 2.18 Simulación y medida de la impedancia de entrada y de la ROE de la antena Fourtear con la configuración de alimentación a-a' (referenciado a 100 Ω) [12]

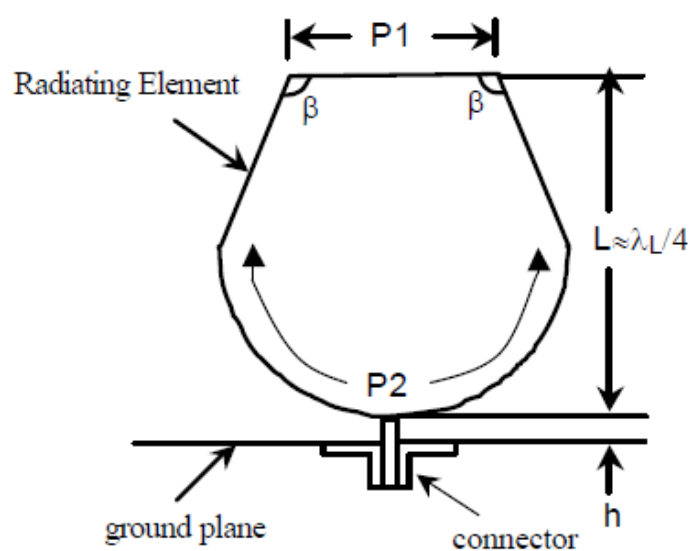
En cuanto al diagrama de radiación, lo que se observó principalmente es que a mayor frecuencia, mayor degradación en el diagrama de radiación. En general dicha degradación empieza a aparecer cuando la altura del elemento radiante respecto al plano de masa es mayor que un cuarto de longitud de onda. El ancho de banda del diagrama de radiación es aproximadamente de $B_r = 2$, que es bastante inferior al de impedancia, sin embargo en el capítulo 7 de [12] se demuestra una manera de ampliar dicho ancho de

banda, y es usando un plano de masa modificado tratando de mantener la altura eléctrica sobre el plano de masa constante.

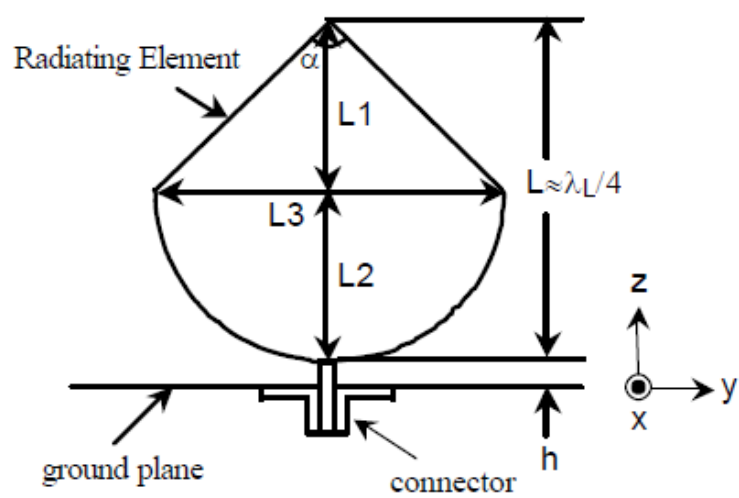
2.4.8 Antena PICA [12].

La necesidad que hay de tener antenas con un perfil muy bajo, que proporcionen tanto un ancho de banda muy grande, como un diagrama de radiación omnidireccional cada vez son mayores, por ejemplo para aplicaciones militares y comerciales. La solución clásica a este problema era usar un dipolo, o en sustitución al dipolo, usar un monopolo sobre un plano de masa. El problema de estas antenas es su bajo ancho de banda. Esta nueva antena PICA (Planar Inverted Cone Antenna), surge como una evolución de los elementos radiantes de la antena Fourtear (antena teardrop) y las antenas de disco, y con la intención de obtener mayor ancho de banda que las antenas omnidireccionales ya existentes. Dicha nueva antena está compuesta por un elemento de radiación plano puesto de manera vertical sobre un plano de masa (la misma estructura que el monopolo sobre el plano de masa, pero cambiando el elemento radiante). Lo bueno de la antena PICA son sus grandes prestaciones con su pequeño tamaño y simpleza, ya que puede llegar a ofrecer anchos de banda de impedancia de hasta $B_r = 20$, y anchos de banda del diagrama de radiación de aproximadamente $B_r = 6$, además de tener un buen rechazo a la polarización cruzada [12]. Dicho aumento en el ancho de banda se consigue suavizando el perfilado de la antena en la medida de lo posible.

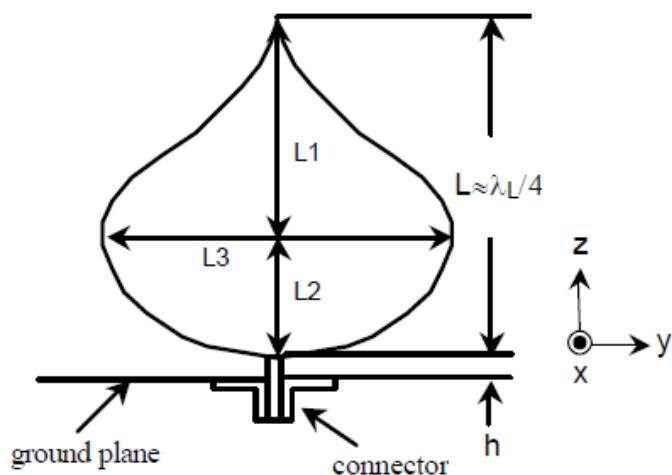
La geometría de esta antena puede ser muy variada, en la figura 2.19 podemos ver una estructura general (a), y tres ejemplos distintos de antena PICA (b), (c) y (d), los cuales tendrán cada uno sus propias características.



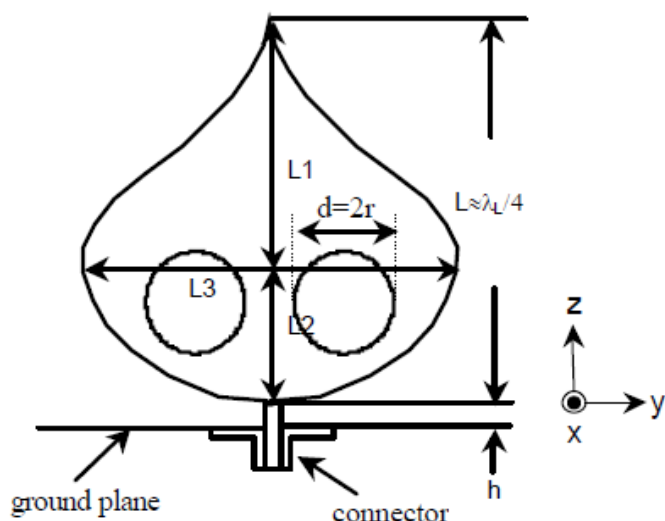
(a) Geometry of general shape of PICA antenna.



(b) Geometry of a shape of PICA antenna.



(c) Geometry of a PICA antenna having a shape of teardrop.



(d) Geometry of a PICA antenna having a shape of teardrop with two circular holes.

Figura 2.19 Geometrías de la antena PICA [12]

En general, la antena que se ve en la figura 2.19 (a) puede tener una longitud $P1$ arbitraria para tratar de optimizar las prestaciones según convenga en cada caso. De igual manera la dimensión $P2$ no tiene por qué ser de manera circular, sino que se puede construir de manera exponencial, elíptica, o como mejores resultados proporcione para una aplicación en concreto. Sin embargo sí que se recomienda que la altura de dicha antena sea aproximadamente un cuarto de la longitud de onda correspondiente a la frecuencia superior de la banda de trabajo, que al fin y al cabo es la de un monopolo. En [12] se han realizado estudios tanto del modelo de la figura 2.19 (b), como del (c) y del

(d), de los cuales únicamente se presentarán los de la figura 2.19 (d) ya que es la que mejores resultados ofrece en cuanto a ancho de banda de diagrama de radiación se refiere.

Dicha estructura se pensó para intentar mejorar el ancho de banda del diagrama de radiación de la antena teardrop PICA, pero sin degradar el ancho de banda de impedancia. Las medidas utilizadas para su construcción fueron una longitud $L=76.2\text{mm}$, una altura h sobre el plano de masa de 0.64mm , y los parámetros $L_1=47\text{mm}$, $L_2=29.2\text{mm}$ y $L_3=76.2\text{mm}$. Cabe destacar que en este caso se usó la relación óptima que es $L_1/L_2=1.609$. El sustrato usado tenía una constante dieléctrica de 2.33 y un espesor de 0.79mm .

La ROE obtenida de las medidas y simulaciones puede verse en la figura 2.20. Puede apreciarse que el ancho de banda de impedancia de esta antena es superior a $B_r = 10$. Comparando con los resultados obtenidos para la antena teardrop PICA [12], puede verse que efectivamente esta característica no se ha visto degradada, sin embargo sí que se verá mejorado el ancho de banda del diagrama de radiación.

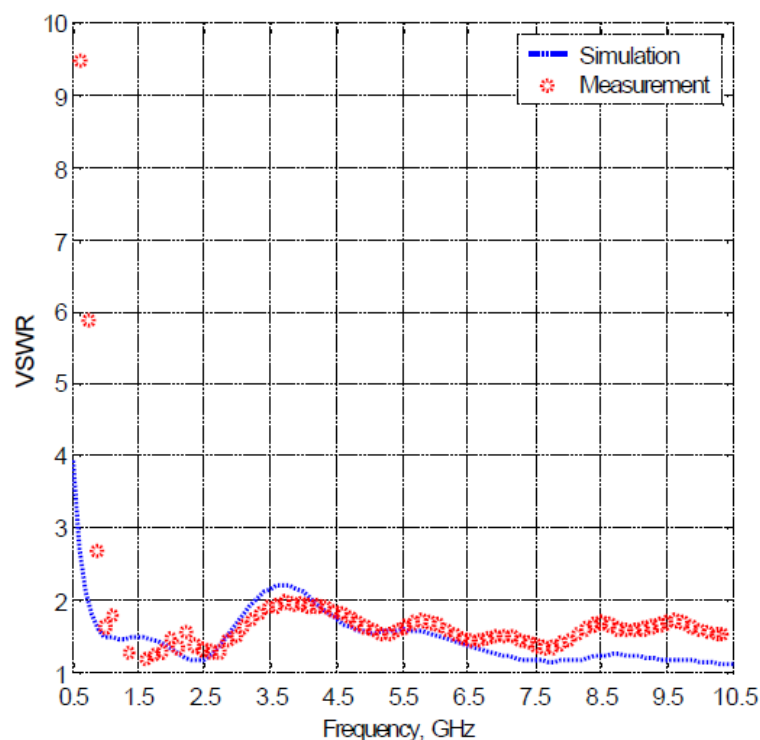


Figura 2.20 Simulación y medida de la ROE para la antena teardrop PICA con dos agujeros circulares (referenciado a 50Ω) [12]

En cuanto a los diagramas de radiación, ya hemos comentado que el ancho de banda de dicho diagrama de radiación no se corresponde con el ancho de banda de impedancia, sino que es considerablemente menor. En este caso, tenemos un ancho de banda de impedancia mayor que $B_r = 10$, sin embargo, observando los resultados se puede decir que aproximadamente el ancho de banda del diagrama de radiación es de $B_r = 8$. La mejoría con la antena teardrop PICA es bastante buena ya que se está pasando

de un ancho de banda de $B_r = 4$ a $B_r = 8$. Dicha mejoría se produce porque los agujeros en el elemento radiante controlan el flujo de corrientes en el elemento radiante mejorando en cierta medida así su respuesta a altas frecuencias.

Aunque en [12] solo se presenta un modelo con dos agujeros circulares sobre el elemento radiante de la teardrop PICA, se pueden probar numerosas modificaciones sobre la antena PICA general con fin de obtener mejores prestaciones para una aplicación en concreto, como por ejemplo los prototipos propuestos en [12] que se ven en la figura 2.21. En estos prototipos lo que se busca son topologías fractales, de tal forma que los “agujeros” interiores van proporcionando múltiples frecuencias de resonancia aumentando así el ancho de banda.

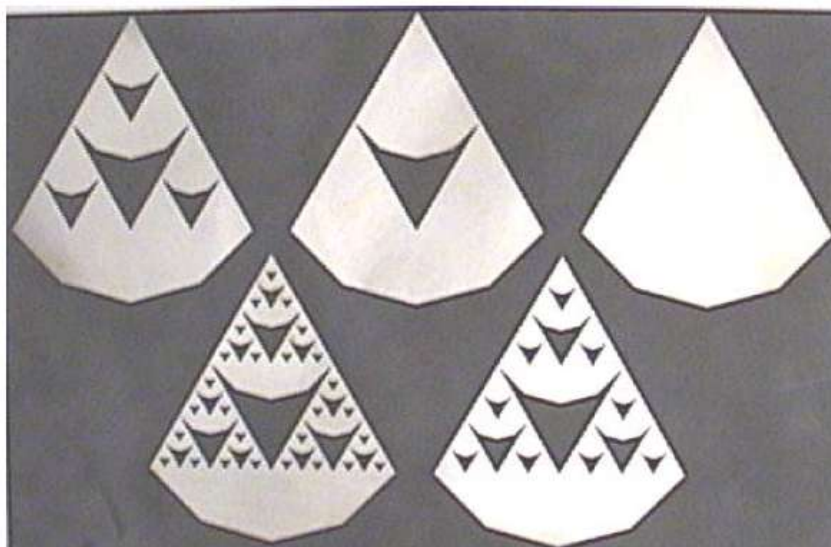


Figura 2.21 Prototipos de la antena PICA [12]

En resumen, la antena PICA en general y sus modificaciones, van a proporcionar un diagrama de radiación omnidireccional con un ancho de banda de impedancia muy grande, pero en contrapartida, van a tener un ancho de banda del diagrama de radiación algo inferior.

Basándose en los resultados obtenidos, se puede decir que la antena PICA es una muy buena candidata para aplicaciones UWB (Ultra Wideband), ya que podrían cubrirse muchas aplicaciones con una única antena de pequeñas dimensiones.

2.4.9 Antena LPdiPICA [12].

Se sabe que relacionar una antena de tipo monopolo con una antena de tipo dipolo es muy sencillo gracias a la teoría de imágenes. De la misma manera, se podría identificar la antena PICA de la sección 2.4.8, como el monopolo que proviene de la antena dipolo PICA. Dichas antenas de dipolo, son buenas cuando se requieren diagramas de radiación

omnidireccionales esféricos, sin embargo, las antenas de tipo monopolo solo proporcionan dicho diagrama de radiación en un hemisferio.

Hay ocasiones en las que los diagramas que se requieren son unidireccionales, en este caso, la solución trivial es coger un dipolo y situarlo sobre un plano de masa a una altura de un cuarto de longitud de onda. El razonamiento que se ha seguido en este caso ha sido el mismo, lo que se ha hecho es poner la antena diPICA (dipole PICA) sobre un plano de masa para conseguir dicho diagrama unidireccional. Al igual que anteriores modelos como puede ser la antena Foursquare, dicha nueva antena puede ser usada en arrays por su pequeño tamaño y gran ancho de banda. La geometría de esta nueva antena puede observarse en la figura 2.22 junto a la antena PICA y a la antena diPICA y en la figura 2.23.

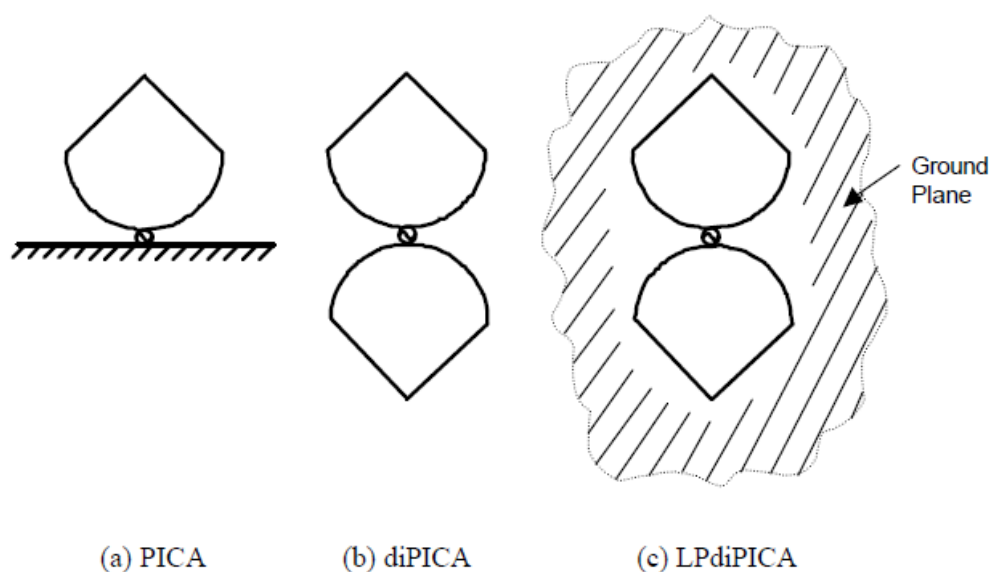


Figura 2.22 Geometría de las antenas de la familia PICA [12]

Tras las extensas simulaciones y estudios realizados en [12], han llegado a la conclusión de que los diagramas de la antena LPdiPICA son muy parecidos a los de un dipolo infinitesimal situado sobre un plano de masa a una altura variable. La diferencia es que dicho dipolo es una antena de banda estrecha, mientras que la antena LPdiPICA tiene un gran ancho de banda de impedancia.

A continuación se presentan los resultados de uno de los modelos estudiados en [12] para poder observar las características de esta nueva antena. Un dato importante es que con esta antena nos será imposible obtener polarizaciones ortogonales, porque únicamente tiene dos elementos radiantes (en vez de cuatro como tenían Fourtear y Foursquare por ejemplo), y únicamente se podrá conseguir polarización lineal.

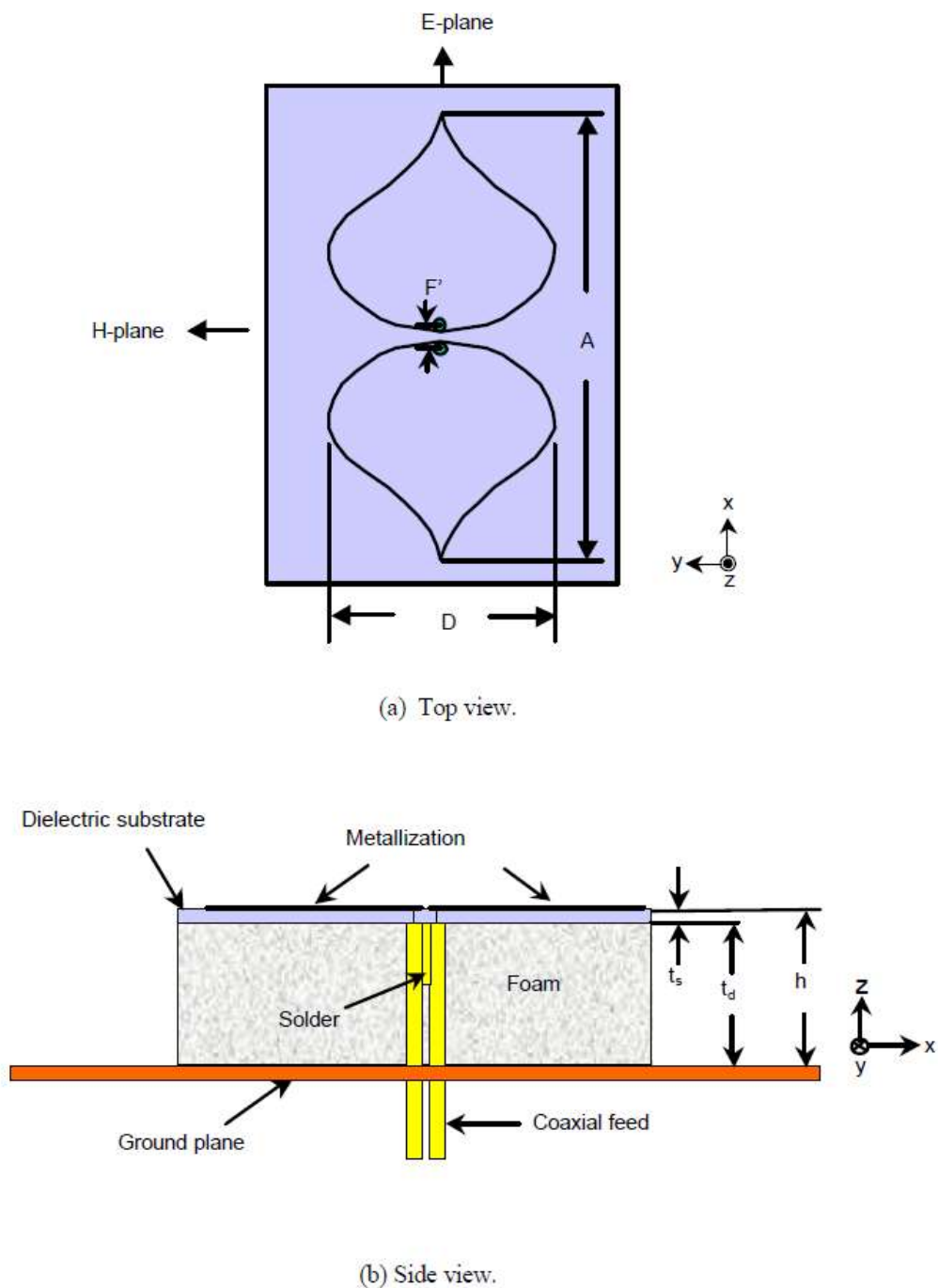


Figura 2.23 Geometría de la antena LPdiPICA [12]

En la figura 2.24 se muestra la ROE medida y simulada en [12], y se hace referenciando a 100Ω porque la parte resistiva de la impedancia de la antena está en torno a dicho valor. Lo que puede apreciarse es que la antena LPdiPICA, al igual que los modelos de los que proviene (familia PICA), ofrece un gran ancho de banda, y éste es mayor de $B_r = 10$.

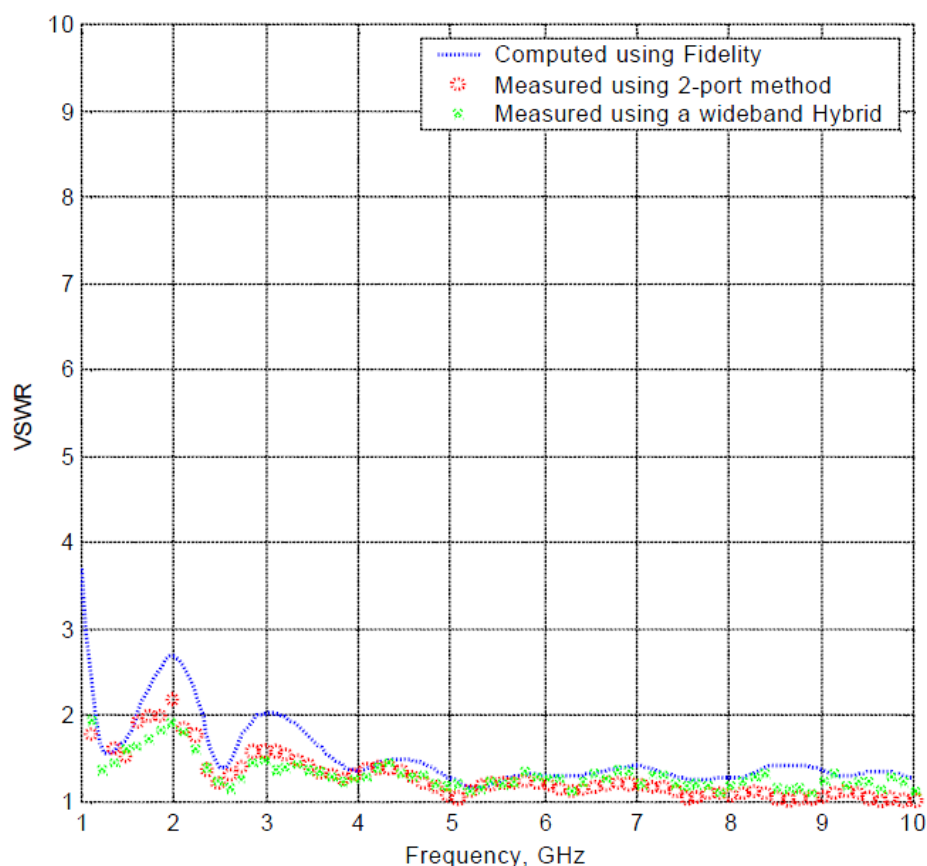


Figura 2.24 Medida y simulación de la ROE (referenciada a 100Ω) de la antena LPdIPICA de la figura 2.23 [12]

En cuanto al diagrama de radiación, lo que muestran los resultados es que se va degradando a medida que subimos en frecuencia, ya que la altura eléctrica de los elementos radiantes sobre el plano de masa va variando, lo que hace que se produzcan diversas interferencias entre la onda directa y la reflejada. En general, se produce una buena respuesta entre 1 GHz y 2.2 GHz, frecuencias que se corresponden con valores de la altura de los elementos radiantes sobre el plano de masa h de un octavo y un cuarto de longitud de onda respectivamente. A partir de dicha frecuencia la antena va radiando cada vez menos en la dirección perpendicular al plano de masa hasta conseguir un nulo en dicha dirección en 3.6 GHz (cuando la altura h se corresponde con media longitud de onda). A partir de 4 GHz y hasta 8GHz aparecen otra serie de lóbulos secundarios, que aumentan en número a la par que la frecuencia. Por todo esto el ancho de banda del diagrama de radiación es aproximadamente de $B_r = 2.2$, aunque sí que es cierto que puede llegar a mejorarse incluyendo ciertas modificaciones en la antena.

2.5 Conclusiones

En este informe se han analizado varios tipos de antenas impresas de banda ancha, en las que la geometría de dichas antenas se basa en estructuras radiales planas.

Como ya se ha comentado la clasificación que se ha escogido para las antenas presentadas en este estudio es la siguiente: las de tipo dipolo, las de tipo monopolo, las independientes de la frecuencia, y cada una de ellas proporciona un tipo de diagrama de radiación diferente. Por ejemplo los dipolos generan diagramas omnidireccionales y pueden convertirse en unidireccionales respaldando estas antenas mediante un plano de masa. Los monopolos lo que hacen es simular el diagrama de un dipolo, pero únicamente en uno de los hemisferios, y lo hacen basándose en la teoría de imágenes, es decir, colocando la mitad de un dipolo perpendicular a un plano de masa. Finalmente las antenas independientes de la frecuencia radian de manera ortogonal a la estructura como puede ser una espiral, aunque también pueden generar diagramas unidireccionales situándolas sobre un plano de masa al igual que los dipolos.

De los diferentes tipos vistos, destacan las que son de perfil bajo (las de tipo dipolo sobre un plano de masa) como la LPdIPICA o la Foursquare, que son las que tienen un diagrama de radiación direccional y un gran ancho de banda, ya que son muy buenas candidatas para ser usadas en arrays, e incluso para conseguir haces altamente directivos si la aplicación lo requiere, pudiendo hacer barridos con el haz cambiando las fases de los elementos como se hace de manera convencional en este tipo de agrupaciones. Dichas antenas son especialmente buenas para construir arrays, ya que su tamaño es inferior a las antenas de banda ancha ya existentes y que se utilizaban con tal propósito. El motivo de que los arrays puedan ser tan directivos se debe al pequeño tamaño de algunas de las antenas estudiadas, pudiendo así estar más juntos los elementos del array.

El inconveniente que tienen estas antenas y que se pretende atajar en este estudio, es su escasa ganancia. El problema que tienen las antenas de tipo dipolo con respecto a otras de banda estrecha como pueden ser los parches, es que tienen una ganancia inferior. Es por este hecho que una vez estudiadas las antenas de banda ancha y cuales son sus ventajas e inconvenientes, se tratará de construir una antena de banda ancha a partir de estructuras de banda estrecha, como puede ser un parche, y el cual tendrá una mayor ganancia manteniendo el margen de frecuencias, que es justamente lo que se persigue.

A continuación se pasará a estudiar de una manera breve como son dichas antenas de tipo parche y como pueden conseguirse estructuras de banda ancha a partir de ellas.

Capítulo 3

Antenas de banda ancha construidas con parches

3.1 Introducción

En este capítulo se aborda lo realmente interesante y el motivo por el cual se lleva a cabo este proyecto, que es analizar las antenas de tipo parche y cómo obtener a partir de ellas antenas que proporcionen un ancho de banda mucho mayor del que se obtienen con dichos parches. El porqué de intentar abordar este estudio es el aumentar el ancho de banda de las antenas ya existentes y usadas también en las comunicaciones móviles, sin degradar otras prestaciones. Una vez estudiada una posible solución, su implementación práctica se propondrá en el siguiente capítulo.

En primer lugar, se hace mención y se expone la definición de las denominadas antenas de tipo parche, así como sus principales características y formas de alimentación.

Por último, y una vez vistas dichas antenas, se expresará una posible forma de aumentar el ancho de banda de estas estructuras, para conseguir cubrir el rango deseado. Generalmente las soluciones más comunes, y entre las que se incluye la que se presentará más adelante, consisten en partir de una banda estrecha e ir combinando varias de estas bandas para aumentar el ancho total. Esta solución que será expuesta al final de este capítulo, será la que se implementará en capítulos posteriores para estudiar y desarrollar la antena que será el elemento radiante del array que se pretende construir.

3.2 Antenas de tipo parche

Las antenas de tipo “parche” también son conocidas como antenas microstrip, ya que se basan en esa tecnología. Su uso tiene un gran auge para aplicaciones en las que el tamaño reducido es importante, por ejemplo: aeronáutica, aviación, satélites, aplicaciones en misiles, dispositivos móviles, comunicaciones inalámbricas en general, y para frecuencias elevadas principalmente en los rangos de microondas y ondas milimétricas.

Algunas de las ventajas que este tipo de antenas pueden ofrecer son: tendencia a la miniaturización al lograr dispositivos cada vez más pequeños y con componentes livianos, fáciles de integrar tanto a superficies planas como no planas, sencillas, de fácil producción en masa (por lo que los costes pueden ser muy reducidos), fáciles de adaptar con circuitos integrados de microondas, versátiles en términos de impedancia, patrón, polarización y frecuencia de resonancia.

Se puede decir que la principal desventaja de este tipo de antenas es su baja potencia de radiación (por su estructura no se pueden soportar altas potencias en los componentes de una antena microstrip). Si no se usan los sustratos adecuados también pueden darse problemas de baja eficiencia, ancho de banda reducido, considerables pérdidas y que sean fácilmente afectadas por el factor térmico (sobre todo si se trabaja sobre sustratos flexibles).

La tecnología microstrip en la cual están basadas las antenas de tipo parche es el resultado de una evolución que desde sus inicios estuvo regida bajo el principio de realizar diseños de dimensiones reducidas como ya comentábamos tanto en antenas como en líneas de transmisión que pudieran ser fácilmente acoplados a cualquier dispositivo. La estructura de una línea de transmisión microstrip tiene una estructura como la mostrada en la figura 3.1.

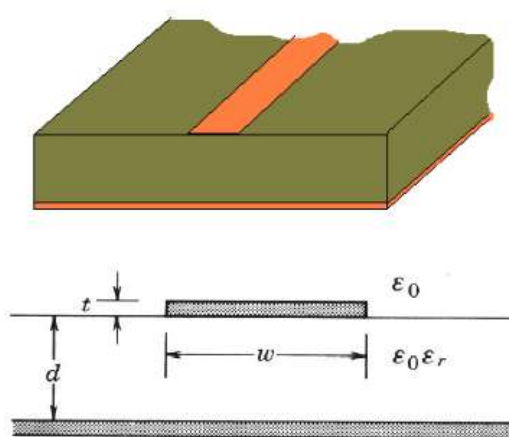


Figura 3.1 Estructura de la línea microstrip I [14]

Los antecedentes de los circuitos microstrip se remontan a los años 50 donde los primeros circuitos impresos para microondas aparecieron con el nombre de striplines. Las líneas de microstrip aparecieron publicadas por primera vez en 1952, muy cerca de la aparición de las striplines (1951). La diferencia en el nuevo modelo (microstrip) fue que se retiró la parte superior del sustrato dejando la línea conductora en el exterior, como veíamos en la anterior ilustración. A pesar de la cercanía de las fechas, la tecnología microstrip tardó más en ganar auge ya que estas estructuras al ser muy abiertas tienen amplias pérdidas por radiación y en particular cuando son utilizadas en sustratos de baja permitividad como los que se tenían en aquellos días. Conforme la tecnología fue avanzando y se fueron creando sustratos de menores pérdidas, el uso de las líneas de microstrip fue aumentando ampliamente como no podía ser de otra manera.

Las antenas de tipo parche poseen una tira conductora (la metalización que está sobre el sustrato) de largo L , ancho W y grosor t . La tira conductora se encuentra situada en la parte superior de un sustrato dieléctrico, el cual tiene un ancho h . En la parte inferior del sustrato dieléctrico se tiene un plano referenciado a tierra. La estructura de una antena tipo parche se ilustra en la figura 3.2 para que lo anteriormente dicho sea más clarificador.

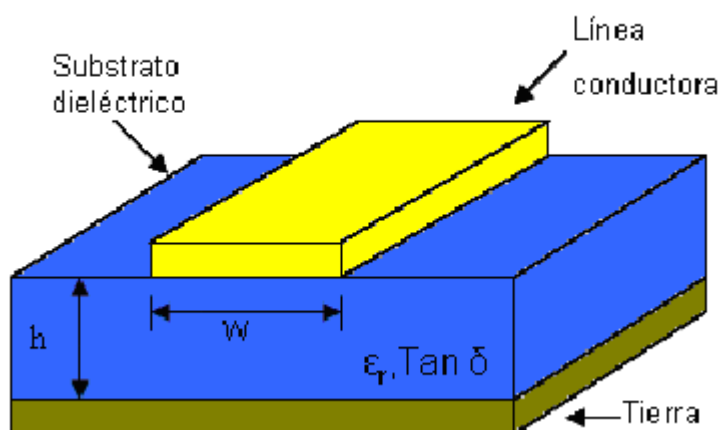


Figura 3.2 Estructura de la línea microstrip II [14]

Los rangos de medidas y características de los parámetros mencionados hace un instante suelen ser los siguientes:

- El valor de t tiene que ser muy delgado: $t \ll \lambda_0$ (λ_0 es la longitud de onda de la señal en el espacio libre).
- El valor de L puede variar dependiendo de la forma utilizada (en nuestro caso el parche es cuadrado). Para un parche tipo rectangular se tienen los siguientes rangos: $\lambda_0/3 < L < \lambda_0/2$.
- El ancho del sustrato debe ser grueso para que la antena radie, al contrario que en una línea microstrip que lo que se pretende es confinar el campo.

- La permitividad eléctrica del sustrato dieléctrico por lo general se encuentra dentro de los rangos: $2.2 < \epsilon_r < 12$. Se debe buscar la menor permitividad posible para lograr una mejor eficiencia en la antena.

Dependiendo de los requisitos específicos para los cuales se construya una antena de microstrip de un solo elemento, se puede recurrir a varios tipos de configuraciones. Las configuraciones más típicas son: dipolo (tanto en su forma de media onda como de onda completa), cuadrada (como la que se utilizará en este estudio), rectangular, pentagonal, triangular, circular, disco con ranura, sector de disco, anillo, semi-disco, anillo elíptico, espiral, etc, algunos de los cuales quedan representados en la figura 3.3.

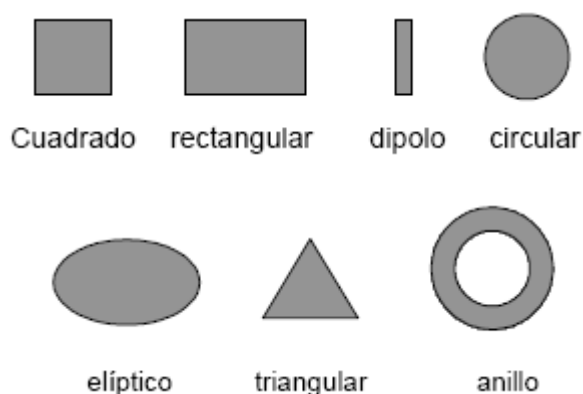


Figura 3.3 Configuraciones típicas de los parches

En particular haciendo mención en lo que a nuestro diseño se refiere, la configuración elegida es la cuadrada por simplicidad a la hora de ajustar parámetros y, en definitiva, diseñar el parche. En definitiva, cuanto más sencillas sean las configuraciones de los parches, mejor.

Tras haber presentado una visión general de lo qué es una antena de parche, su origen, tecnología y estructura (dimensiones), pasamos a continuación a vernos inmersos en un análisis ligeramente más profundo que se centrará en los parámetros que son de nuestro interés (principalmente el ancho de banda, diagrama de radiación y ganancia) y en las formas posibles de alimentar dichas antenas. Para una mayor profundidad se puede consultar en el capítulo 14 de [14] y en el capítulo 4 de [15], pero en este trabajo no se hará un análisis demasiado exhaustivo ya que no es el fin del estudio.

3.2.1 Parámetros de interés de los parches

Como ya se ha comentado anteriormente, el próximo paso a dar será exponer brevemente los principales parámetros o características de esta antena que vayan a ser de interés en este trabajo. Los dos parámetros que van a ser de mayor importancia serán por una parte el ancho de banda, ya que una de las metas es conseguir aumentar dicho ancho de banda para este tipo de antenas, y por otro lado la ganancia de dicha estructura radiante, que como ya se comentó, va a ser mayor que la ganancia de las antenas de tipo dipolo, lo cual es muy interesante para nuestro propósito.

3.2.1.1 Diagrama de radiación.

En el caso de los parches rectangulares, sin ningún tipo de modificación claro está, el diagrama de radiación va a ser de tipo pincel, es decir, directivo, y estará orientado en la vertical del parche, o lo que es lo mismo, perpendicular a la metalización y el plano de masa.

A este tipo de diagramas también se les conoce como broadside, por lo que la potencia radiada es emitida solamente hacia la parte superior de la antena en su forma ideal, debido a que se considera un plano de tierra infinito, el cual bloquea radiación hacia la parte inferior de la antena. En la realidad puede existir una radiación hacia la parte trasera de la antena debido a que el plano de masa es de dimensiones finitas, sin embargo, los lóbulos posteriores son de pequeñas dimensiones en comparación con el lóbulo principal por lo que pueden despreciarse. En definitiva el diagrama de radiación de un parche radia en la dirección que comúnmente llamamos “broadside”, es decir, en la dirección perpendicular al eje (plano) donde está situada la antena. La razón por la que el diagrama sea broadside es debido a que en un parche, simplificando, lo que radian son dos de sus ranuras laterales, por lo que se tiene un array de dos elementos separados $\lambda/2$ sobre un plano de masa.

En la figura 3.4 puede verse la representación en coordenadas polares del corte equivalente a $\phi = 0$, y en el que se aprecia el diagrama característico de este tipo de antenas. Puede verse como el máximo de radiación está en $\Theta = 90^\circ$ (la perpendicular al parche), y como los lóbulos de radiación traseros son muy inferiores al principal, en este caso aproximadamente 20dB menos.

El otro corte representativo sería el que observamos al fijar $\Theta = 90^\circ$. En este caso la representación que obtendremos del diagrama de radiación será equivalente, ya que al ser el parche cuadrado, no va a diferir el plano horizontal del plano vertical.

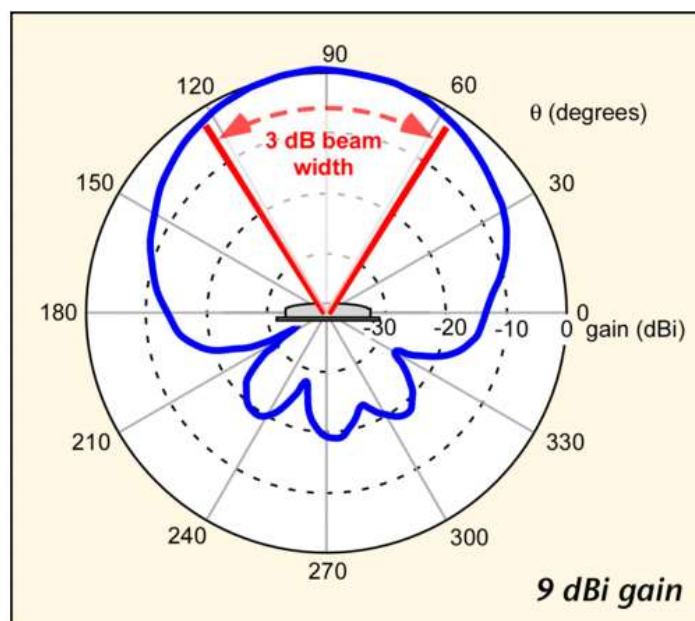


Figura 3.4 Diagrama de radiación de un parche cuadrado convencional en coordenadas polares.

En la figura 3.5 se muestra dicho diagrama de radiación en tres dimensiones para que se vea con una mayor claridad. Se ve como la forma que tiene es de un pincel que sale en la perpendicular de la antenna, y que radia principalmente hacia la parte superior. En este caso, el parche estaría situado en el plano XY, la metalización cuadrada estaría situada en $z = 0$, y el plano de masa en $z = -h$, y es por esto que el máximo de radiación está en la coordenada z dirección positiva.

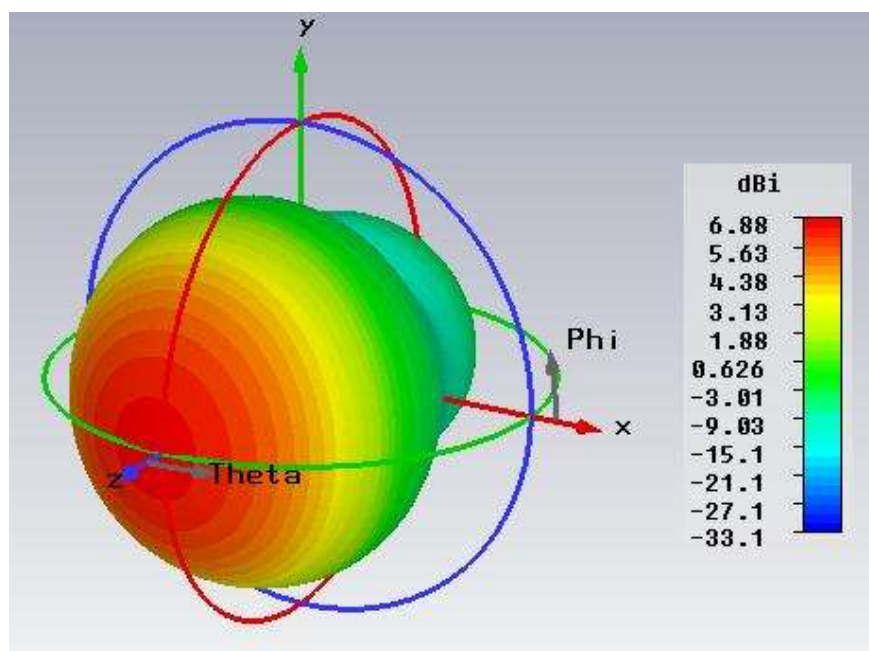


Figura 3.5 Diagrama de radiación de un parche cuadrado convencional en tres dimensiones.

3.2.1.2 Ganancia.

Lo primero de todo es entender qué representa este parámetro. La ganancia de una antena está íntimamente ligada con su directividad. Dicha directividad representa la relación que hay entre la densidad de potencia radiada en la dirección de máxima potencia y la densidad de potencia que radiaría una antena isótropa. Este parámetro, como su nombre indica, dará una idea de cuánto de directiva es la antena, o lo que es lo mismo, cuánto focaliza su campo.

En un parche rectangular, la ganancia se puede estimar de manera muy sencilla haciendo uso del método de análisis de líneas de transmisión [14]. Este modelo demuestra que el parche se puede representar como un array de dos ranuras estrechas, separadas una distancia W , con un ancho h y longitud W , siendo W el lado de la parte metálica cuadrada de dicho parche, y h la altura del sustrato. Si cada ranura tiene aproximadamente 2dB de ganancia, al tener dos (el doble) serían 3 dB más, y finalmente, como las ranuras están sobre un plano de masa, haciendo uso de teoría de imágenes [14], se añaden otros 3dB más a dicha ganancia. Por lo que el resultado es una ganancia de unos 8dB, frente a los 2 dB que suelen tener aproximadamente las antenas de tipo dipolo (todas ellas sin ningún tipo de modificación, es decir, en sus formas mas básicas).

Éste es el principal motivo que empuja este trabajo, y es que se puede apreciar el aumento considerable en la ganancia al pasar de antenas de tipo dipolo a estructuras de tipo parche o microstrip. El problema que surge con esto, como ya se ha comentado en varias ocasiones, es que los parches son estructuras resonantes, es decir, son de banda estrecha, lo cual se tendrá que remediar de alguna manera si se quieren usar este tipo de antenas en aplicaciones que requieran grandes anchos de banda. En apartados posteriores se mostrará cómo es posible cumplir estos objetivos.

3.2.1.3 Ancho de banda.

En la figura 3.6 puede verse la representación típica obtenida al medir un parche cuadrado con un solo puerto de alimentación con un analizador de redes. En este caso la frecuencia de trabajo de la antena es de 3.6GHz. Efectivamente, y como ya se sabía, vemos como el ancho de banda, en este ejemplo, es realmente pequeño con un valor aproximadamente del 4%, un dato muy inferior al 20% - 25% aproximadamente que se necesitará en telefonía móvil, que es donde se querrá usar la antena que se estudiará más adelante.

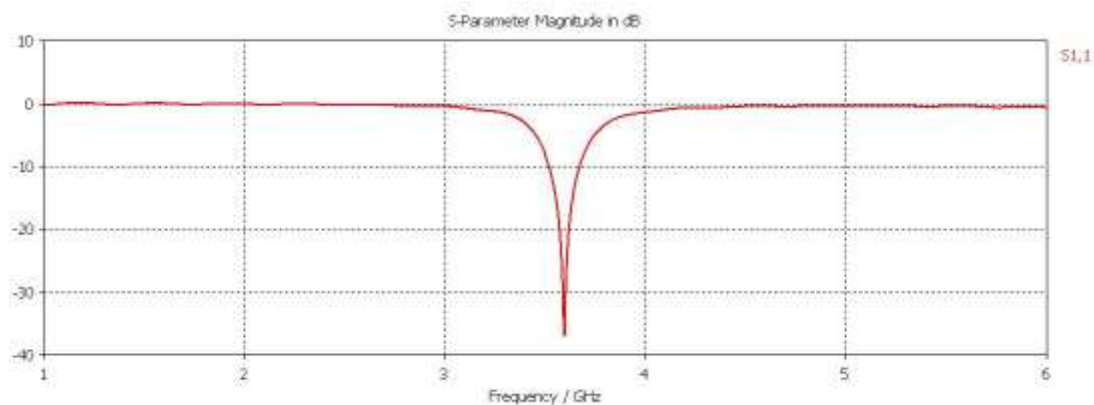


Figura 3.6 Representación típica del parámetro S11 de un parche cuadrado convencional.

Una manera de modificar el ancho de banda de estas antenas es modificar su factor de calidad Q [14] (son inversamente proporcionales). Dicho parámetro Q se define como la energía almacenada entre la potencia disipada, y se modifica básicamente variando los parámetros del sustrato h y ϵ_r .

En el caso de querer un mayor ancho de banda, se debería aumentar el grosor del sustrato y disminuir su constante dieléctrica, aumentando así las pérdidas por radiación, y disminuyendo su factor de calidad.

Si por otro lado lo que se quiere es disminuir su ancho de banda, lo que se debe hacer es mejorar su factor de calidad, y esto se consigue utilizando espesores de sustratos pequeños con constantes dieléctricas elevadas.

Como ya hemos visto, si se juega con el parámetro Q puede aumentarse este ancho de banda, pero nunca se podrá llegar a los valores anteriormente comentados con este tipo de antenas en su manera más básica.

Existen varios métodos de análisis y diseño para este tipo de antenas, quizá los más utilizados sea el modelo de líneas de transmisión y el modelo de la cavidad resonante. Todos ellos pueden consultarse también en [14] y [15], pero no serán detallados en este trabajo ya que no es el objetivo que se busca.

3.2.2 Métodos de alimentación de los parches

Un aspecto muy importante cuando se diseña cualquier antena consiste en escoger el esquema de alimentación que tendrá ésta correctamente, puesto que sin un método eficiente de alimentación las antenas no funcionarán correctamente sin importar la precisión con la que se haya diseñado el elemento radiante.

Existen diferentes métodos para alimentar una antena microstrip de forma que radie lo más eficientemente posible en las frecuencias deseadas mediante un buen acoplamiento de impedancias. Son varios y diversos los métodos existentes para alimentar una antena, pero estos se pueden simplificar en tres categorías principales: alimentación directa, alimentación por proximidad y alimentación por apertura [15], [16]. A continuación se pasa a describir dichos métodos.

3.2.2.1 Alimentación directa.

Como su nombre lo indica, estos métodos de alimentación requieren de un contacto directo entre la estructura encargada de la alimentación y la propia antena. Los dos principales métodos de alimentación de esta categoría, y por consiguiente los más comunes, son: alimentación por líneas microstrip y alimentación por conector coaxial.

La desventaja de estos métodos es que no se puede optimizar por separado el esquema de alimentación a implementar y el elemento radiante puesto que se trabaja en el mismo sustrato, de esta manera, se debe tener siempre un compromiso entre las características esperadas de radiación y las características esperadas de la alimentación.

3.2.2.1.1 Alimentación con líneas microstrip.

Este método consiste en alimentar la antena conectándole directamente una línea microstrip (diseñada para tener la impedancia característica deseada). Se puede decir que este método es el más sencillo de realizar, sin embargo, es el que peor eficiencia presenta en relación al ancho de banda y acoplamiento.

Existen dos formas principales de alimentar una antena por medio de líneas microstrip:

- Conectando la línea microstrip directamente en un borde de la antena
- Alimentando la estructura con una línea microstrip y por medio de inserciones en la antena.

En el caso de la conexión directa con el borde de la antena, la variación en la posición de la línea microstrip en relación con el parche generara un mayor o mejor acoplamiento

de impedancia. En el caso de la alimentación con microstrip por medio de inserciones, la profundidad de la inserción es la que dicta el acoplamiento de la impedancia.

En la figura 3.7 se muestran estos dos tipos de alimentación.

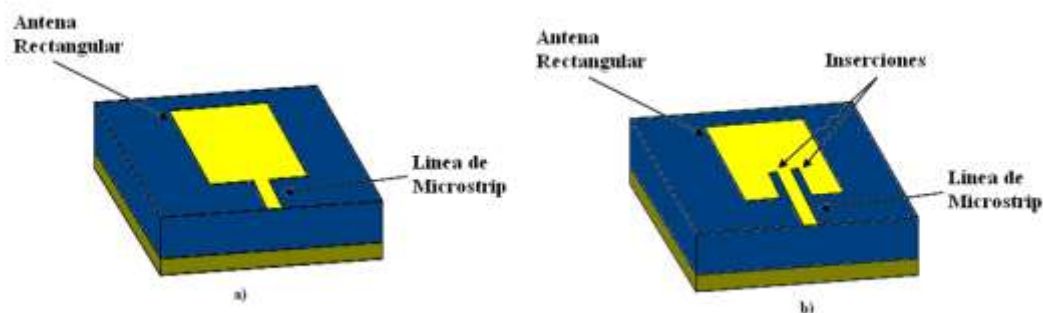


Figura 3.7 Alimentación con líneas microstrip. a) Conexión directa con un borde del parche y b) conexión por medio de inserciones [16].

3.2.2.1.2 Alimentación con sonda coaxial.

Este método consiste en hacer que el pin del cable coaxial alimente directamente al elemento radiante, conectando el conductor exterior de la sonda coaxial al plano de masa de la antena. La impedancia depende de la posición de la sonda en relación con el parche, de tal forma, que si se conecta de manera correcta, se obtendrá un mejor acoplamiento.

Éste es sin duda uno de los métodos más comunes de alimentación de antenas microstrip, sin embargo, presenta cierto grado de complejidad puesto que el pin conductor del cable coaxial debe atravesar el sustrato y estar soldado a la metalización de la antena para su correcto funcionamiento.

En la figura 3.8 se muestra este método de alimentación de una manera más gráfica.

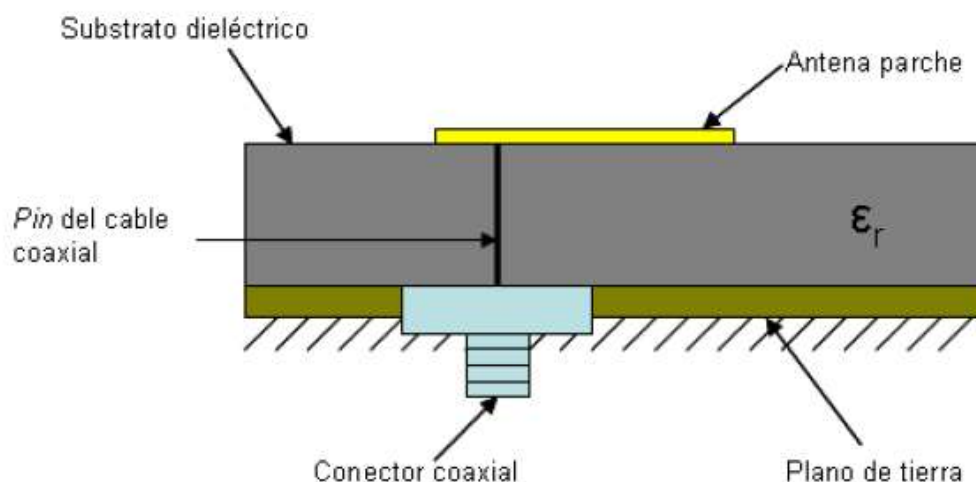


Figura 3.8 Alimentación con sonda coaxial [14].

3.2.2.2 Alimentación por proximidad.

En estos métodos la alimentación no se tiene contacto directo con la antena, si no que el acoplamiento que se produce es electromagnético. De esta manera se tiene al elemento radiador sobre un substrato dieléctrico y en la parte inferior de la estructura se tiene una línea de alimentación sobre otro substrato dieléctrico con un plano tierra.

Este método tiene la ventaja de que la antena, así como la estructura de alimentación, pueden optimizarse por separado cuando se utilizan dos capas de substratos dieléctricos, de los cuales un substrato dieléctrico será para obtener las mejores prestaciones para la antena (substratos más anchos con permisividades eléctricas bajas) y otro para la alimentación (substratos delgados y con permisividades eléctricas altas).

En las figuras 3.9 y 3.10 se muestra la estructura general de este método.

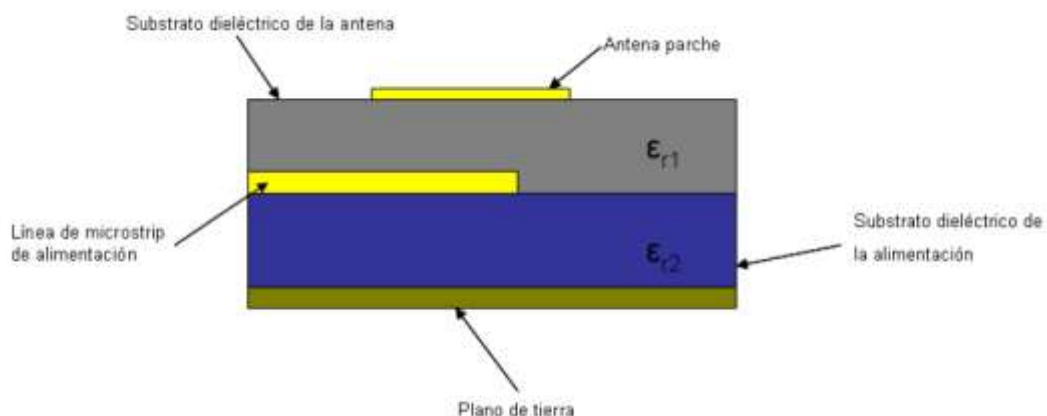


Figura 3.9 Alimentación por proximidad I.

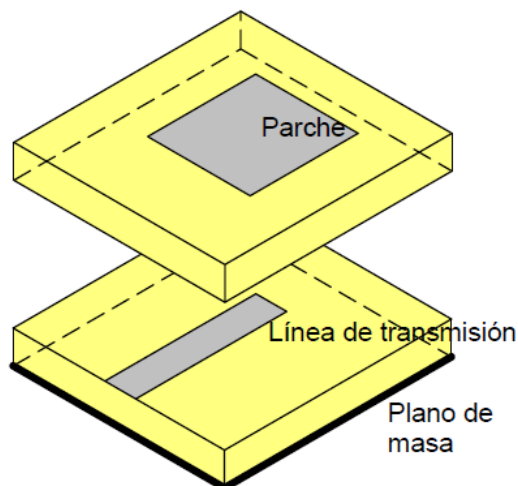


Figura 3.10 Alimentación por proximidad II.

3.2.2.3 Alimentación por apertura.

El método de alimentación por apertura presenta similitud con el de proximidad debido a que también utiliza dos sustratos dieléctricos, uno para el radiador y otro para la alimentación de este. Sin embargo, la estructura de este método es diferente a la anterior, y es la siguiente: se tiene la metalización del parche sobre un sustrato dieléctrico, y éste a su vez sobre un plano de tierra compartido. Debajo de este plano de masa hay otro sustrato dieléctrico (de la alimentación) y finalmente una línea de alimentación en la parte inferior de toda la estructura. El plano de masa tiene una apertura para alimentar el parche cuyas dimensiones y posición influyen en la impedancia, y por ende, en el acoplamiento de la antena.

Una ventaja de este método con respecto a la alimentación por proximidad, es que en la alimentación por apertura, al estar la línea de alimentación en la parte inferior y separada de la antena por el plano de tierra, la radiación de esta es mínima en la dirección de radiación de la antena, con lo que se evita que haya interferencias y polarizaciones cruzadas.

En las figuras 3.11 y 3.12 se muestra la estructura de dicho método de alimentación.

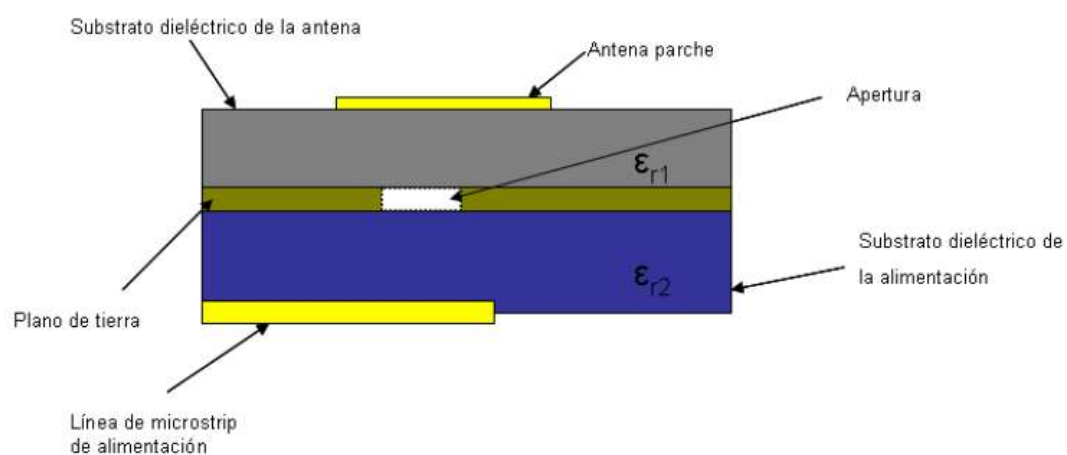


Figura 3.11 Alimentación por apertura I.

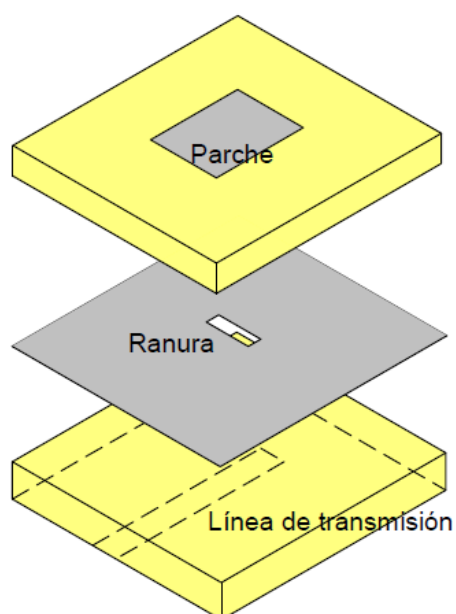


Figura 3.12 Alimentación por apertura II.

3.3 Parches de banda ancha

Uno de los métodos que pueden emplearse para conseguir aumentar el ancho de banda de estas antenas [16] [17] [18], y el que se usará en este estudio, es el de parches apilados, que consiste en apilar verticalmente varios parches para así obtener varias frecuencias de resonancia y conseguir aumentar el ancho de banda, que es el objetivo que se viene persiguiendo.

A continuación se pasa a explicar en detalle la estructura y funcionamiento de dichas antenas, ya que como se ha comentado anteriormente, será la estructura en la que se basen las antenas que se diseñarán en capítulos posteriores.

3.3.1 Estructura de las antenas de parches apilados o parches multicapa

Una antena de tipo parche, como ya se ha comentado, está formada por una metalización sobre un sustrato dieléctrico, y éste a su vez colocado sobre un plano de masa para que se forme la cavidad resonante. La filosofía que se sigue para la construcción de antenas de banda ancha mediante la técnica de parches apilados consiste en colocar un director sobre la antena alimentada, poniendo la metalización de este director, que será de menor tamaño que la del parche inferior, sobre otro sustrato que la aísla de la antena inferior (la alimentada) y que a su vez funciona como plano de masa de la superior. Un esquema posible de esta configuración es el que se observa en las figuras 3.13 y 3.14. En este caso la antena está alimentada mediante una sonda coaxial, pero se puede emplear cualquier método de alimentación de los vistos en anteriores apartados para este tipo de antenas.

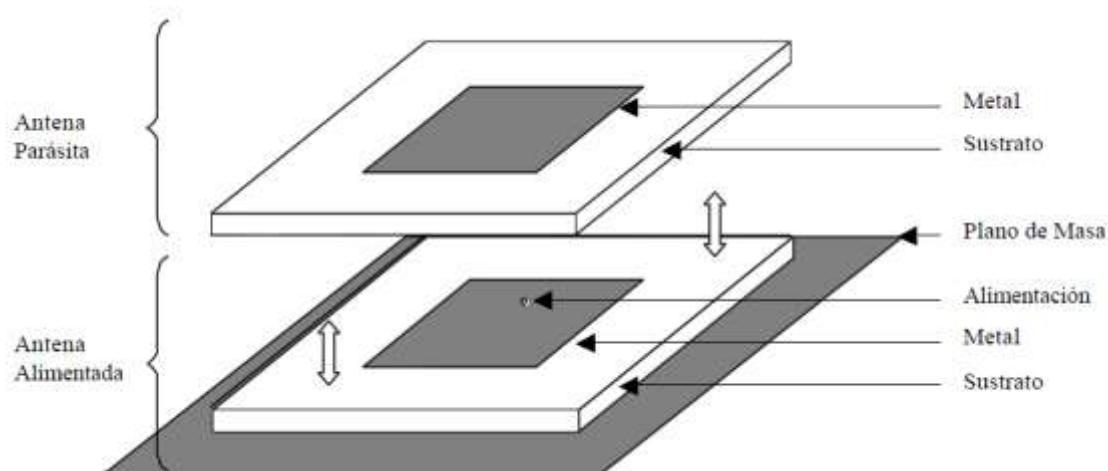


Figura 3.13 Estructura de un parche multicapa I.

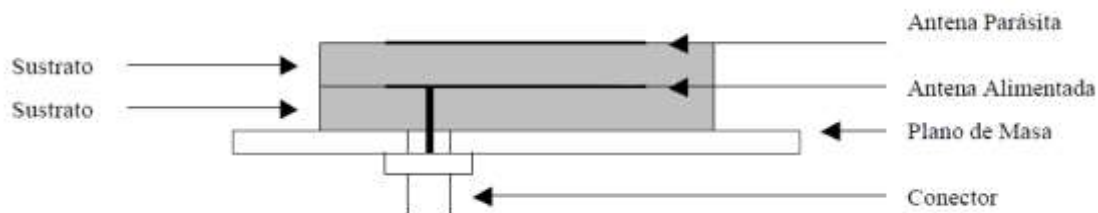


Figura 3.14 Estructura de un parche multicapa II.

3.3.2 Principio de funcionamiento de los parches multicapa

Antes de profundizar en una explicación más didáctica de las antenas de parches apilados, se definirán tres zonas distintas dentro de la estructura de la antena, y que permitirá la fácil comprensión de lo que a continuación se expondrá.

Mirando el perfil la antena, y representando las líneas de campo, las diferentes zonas pueden verse en la figura 3.15.

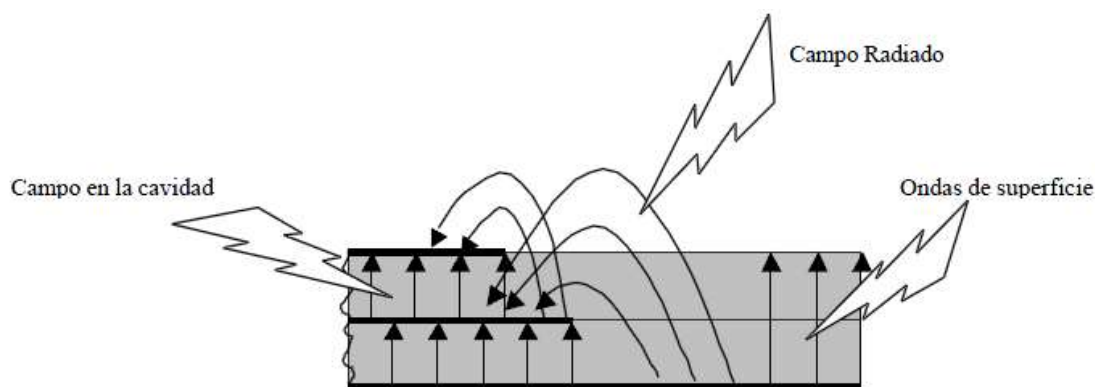


Figura 3.15 Líneas de campo un parche multicapa.

En la zona entre las metalizaciones, es donde el campo está más confinado, como si se tratase de una cavidad resonante. El espesor del sustrato debe hacerse menor de $\lambda/20$, de forma que el campo no presente variaciones en el eje z , pudiéndose considerar que son modos TM lo que ocurre en el interior de la supuesta cavidad.

La región donde las líneas de campo escapan de la antena, es conocida como zona radiante, debido a que el campo se dispersa libremente por el espacio y da lugar al campo radiado por la antena y a su vez a la alimentación del parche parásito. Como se puede ver en la figura 3.15, el campo radiado por una antena parche, tanto si es simple como si es una estructura formada por varios parches apilados, proviene de los bordes de las zonas metálicas, con lo que en la parte inmediatamente superior al parche y por su zona central, no hay apenas líneas de campo. Esta es una consideración importante, puesto que cuando el tamaño del parche parásito es demasiado pequeño, las líneas de campo desbordadas por el parche inferior no van a llegar a alimentar al parásito, y por tanto únicamente se observaría una resonancia.

El campo desbordado por un parche es también proporcional al sustrato como ya se comentó, ya que cuanto peor cavidad resonante sea (sustrato más ancho), mejor elemento radiante se podrá considerar puesto que el campo perdido por desbordamientos será mayor. Para ello, el espesor del sustrato debe ser ancho, para que las líneas de campo no se concentren.

La tercera región o zona a considerar se debe a que aparecen líneas de campo fuera de la cavidad pero que no son radiadas. Éstas son las ondas de superficie, lo que hace que la antena vaya a tener pérdidas de potencia. Dichas ondas son provocadas por el salto de índice de refracción y el espesor del sustrato, es decir, que si el espesor del sustrato es muy ancho, de forma que la energía no pueda mantenerse en el interior de la cavidad, y como ya se ha comentado ésta sale fuera, pero debido a la ley de Snell, si el salto de índice de refracción es muy abrupto, la potencia reflejada en el cambio de medio es muy grande o lo suficiente como para que se propague energía por el interior del sustrato.

Ahora que ya se conocen las tres zonas en las que se puede descomponer los campos que entran en juego en estas estructuras, se pretenderá dar una idea general del funcionamiento de estas antenas.

Para poder comprender el comportamiento de una antena parche de forma intuitiva, se va a descomponer su estudio en dos casos, por un lado su comportamiento radiante como antena, y por otro lado su comportamiento como circuito.

Dependiendo de cómo sea la estructura y qué alimentación se le suministre a la antena, los campos serán desbordados por unos lados u otros del parche, dando lugar así a la polarización que va a tener la antena, generalmente lineal.

En caso de tener una estructura apilada, el comportamiento se supone que es similar: el parche alimentado radia de forma que el campo escapa por los lados exteriores del parche, la mayor parte de esta energía escapa en forma de campo radiado, pero otra parte es capturada por el parche parásito, haciendo que se excite y radie a una frecuencia cercana, puesto que los tamaños son similares, y a su vez haciendo que el parche de abajo funcione como su plano de masa.

Cuando se calcula el tamaño de un parche, se hace de forma que su tamaño o longitud efectiva [14] [15] sea la de una cavidad resonante a la frecuencia que se quiere trabajar, pero cuando se coloca un parásito sobre la antena, este tamaño efectivo cambia, debido a que parte del campo radiado es capturado por la antena superior, y entonces el

tamaño efectivo las dos antenas disminuye respecto al que tendrían aisladas, subiendo la frecuencia a la que resuenan. Por otro lado, aunque la antena superior sea del mismo tamaño que la alimentada, la energía con la que se le excita, es siempre menor, por lo cual los campos que desborda son menores, y su tamaño efectivo es más pequeño que el de la antena de abajo, y por tanto, y de igual manera que antes, su frecuencia de resonancia es mayor.

Los tamaños entre los que se puede variar el parche parásito no pueden ser aleatorios. No va a poder tener un tamaño mucho menor que el parche alimentado, ya que no se excitaría (o lo poco que se excitase no sería suficiente como para considerarlo elemento radiante), ni tampoco podrá tener un tamaño mucho mayor ya que taparía la radiación del de abajo, y se comportaría como un parche simple alimentado con una capacidad. Un buen ejemplo de funcionamiento y diseño se parecería a la figura 3.16, en la que vemos que el tamaño del parásito es el adecuado para que este se alimente y la estructura radie correctamente.

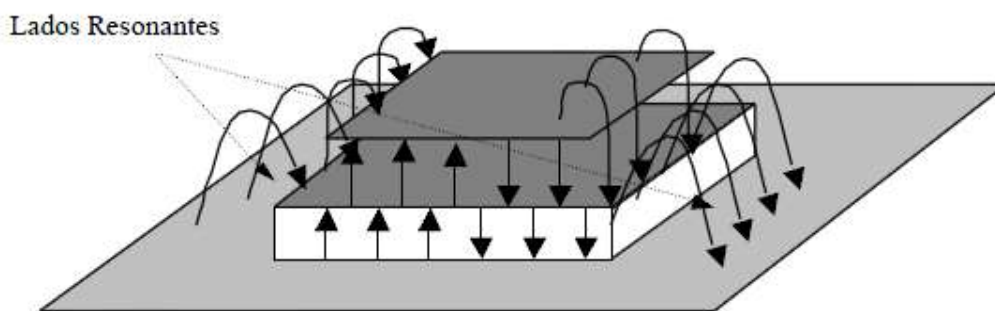


Figura 3.16 Ejemplo del correcto funcionamiento de un parche multicapa.

En el ámbito de las microondas, uno de los problemas más importantes a la hora de construir circuitos es sin duda la adaptación, ya que hay que tratar de evitar reflexiones que creen ondas estacionarias con la consiguiente pérdida de potencia transmitida de unos elementos a otros. Desde el punto de vista de las antenas, es importante disponer de un modelo circuital, que permita conocer su impedancia de entrada desde el lado del circuito.

Como ya se comentó con anterioridad, uno de los métodos de estudio de las antenas parche, es el modelo de cavidad resonante, considerando como cavidad la zona delimitada por la superficie conductora que constituye el propio parche y el plano de masa situado bajo éste, así como un muro magnético ficticio a lo largo del borde del mismo. En microondas, un resonador es modelado mediante un circuito RLC en paralelo, donde se puede incluir la reactancia que introduce la sonda de excitación y que modifica la frecuencia de resonancia. En la figura 3.17 se puede observar el equivalente circuital de un parche alimentado mediante una sonda coaxial.

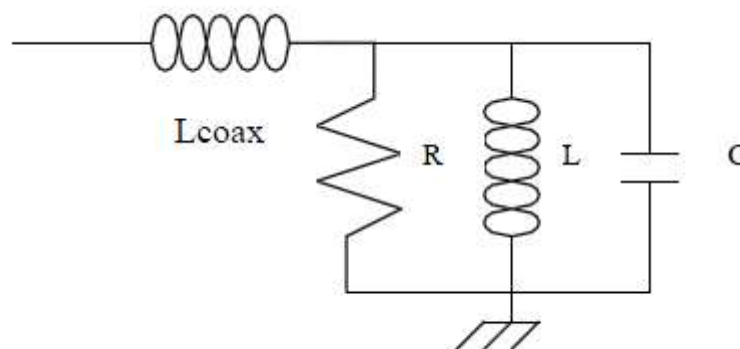


Figura 3.17 Equivalente circuital de un parche alimentado mediante una sonda coaxial.

En el modelo de la figura 3.17 la resistencia representa la impedancia tanto de radiación como de pérdidas en la antena, por lo que va a ser la que determine el factor Q del resonador, o lo que es lo mismo, el ancho de banda, mientras que la bobina y el condensador van a fijar la frecuencia de resonancia del circuito.

En el caso de que se trabaje con una estructura apilada, se van a tener dos resonadores acoplados mediante las líneas de campo radiadas por el parche inferior, así que hay que considerar dos resonadores, de los cuales cada uno va a representar a un parche, y un circuito de acoplo entre los dos que queda por determinar, dependiendo de la relación de tamaños entre las antenas y sus desplazamientos relativos. En la figura 3.18 podemos ver este modelo.

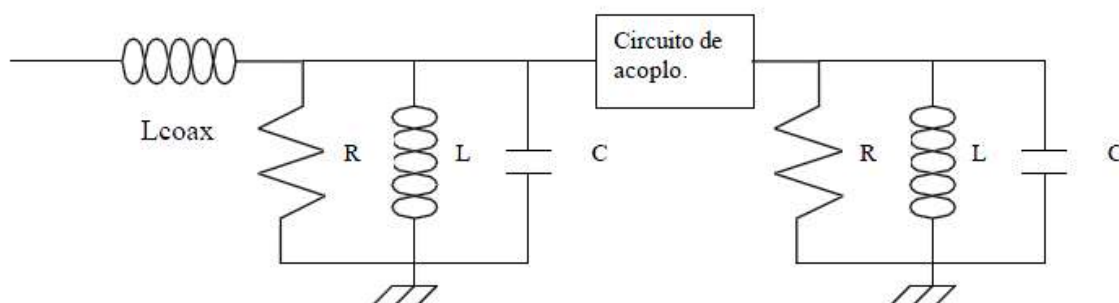


Figura 3.18 Equivalente circuital de un parche multicapa alimentado mediante una sonda coaxial.

Este circuito de acoplo que une los modelos circuitales de cada parche puede considerarse como un acoplo eléctrico, como si se tratase de un condensador, y de hecho, cuando el tamaño del parche superior es lo suficientemente grande como para tapar la radiación de parche inferior, puede considerarse que el parásito está excitado mediante un acoplador. La cantidad de energía transmitida entre ambos equivalentes debe ser proporcional a la superficie de las placas enfrentadas, pero debido a que el campo desborda por los lados radiantes de las antenas se deberá considerar, como ya se sabe, la superficie efectiva de cada una de ellas.

Capítulo 3: Antenas de banda ancha construidas con parches

Una vez se ha comprendido cualitativamente el funcionamiento de las antenas basadas en apilamiento de parches y sus principios básicos de implementación, se puede pasar a diseñar una estructura que cumpla los requisitos que se buscan en este trabajo y se expondrán en el siguiente capítulo.

Capítulo 4

Diseño y simulación del elemento radiante

4.1 Introducción

Llegados a este punto, una vez analizados los aspectos teóricos de todos los puntos que se tratarán en este trabajo, se pasará a diseñar una antena que cumpla los requisitos buscados. Como se viene comentando a lo largo de todo el estudio, los objetivos que se buscan son principalmente un gran ancho de banda (de en torno al 20 o 25%) y una buena ganancia.

Como parece evidente, el principal requisito que se va a buscar en este trabajo, es obtener un ancho de banda adecuado para los sistemas actuales y futuros de telefonía móvil. En concreto, se quiere diseñar una antena que cubra las dos siguientes bandas:

- Banda 800: Conocida como dividendo digital, abarca desde los 790 MHz hasta los 862 MHz, actualmente en uso para servicios de radiodifusión de televisión. Una vez se trasladen los canales de la TDT a frecuencias más bajas, podrá utilizarse para telefonía de cuarta generación LTE en 2015.
- Banda 900: Dicha banda abarca desde los 880 MHz hasta los 960MHz y está dividida en dos bandas de 35 MHz (880-915 MHz y 925-960 MHz). Utilizada por la telefonía móvil GSM desde sus inicios, desde septiembre de 2011 también se utiliza para ofrecer 3G por sus buenas cualidades de propagación.

Como puede observarse, en dichas bandas trabajan varios sistemas de comunicaciones. Normalmente cada sistema de comunicaciones suele usar su propio equipamiento y antenas especialmente diseñados para dichas frecuencias, pero también puede ser interesante integrar todas estas frecuencias o bandas en una sola antena.

Por lo tanto, el **principal requisito de nuestra primera antena**, será que trabaje en la **banda entre 790 MHz y 960 MHz** (ancho de banda del 20%).

De manera análoga, se diseñara otra antena que sea capaz de funcionar en las bandas superiores de telefonía móvil:

- Banda 1800: Esta banda se divide en dos bloques de 75 MHz: de 1710 a 1785 MHz y de 1805 a 1880 MHz. Actualmente en uso para tecnología GSM. Sería posible utilizarla para telefonía de cuarta generación LTE o 4G.
- Banda 2100: Ésta se divide en tres bloques de 80, 15 y 60 MHz respectivamente: de 1900 a 1980, de 2010 a 2025 y de 2110 a 2170 MHz. Se utiliza para telefonía 3G.

Dichas bandas pueden verse resumidas en la figura 4.1.

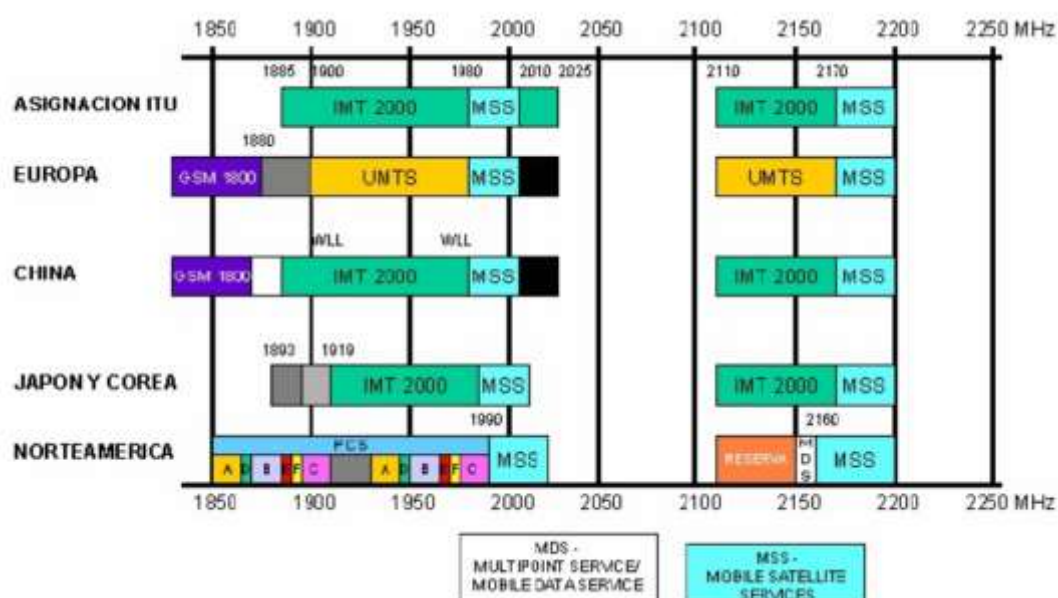


Figura 4.1 Espectro de las bandas 1800 y 2100.

Teniendo en cuenta estos datos, **la segunda de las antenas**, trabajará entre **1700 MHz y 2200 MHz** (ancho de banda del 25%).

Una vez conocidos los objetivos que se deben cumplir, se puede dar paso a detallar el elemento radiante que los cumpla. En los siguientes apartados se estudiará y detallará la solución escogida para satisfacer todos los requisitos.

4.2 Estructura de la antena

La estructura escogida para satisfacer los objetivos que se vienen buscando será la antena basada en parches apilados presentada en [19]. El número de parches que se utilizará será de dos, al igual que los ejemplos que se utilizaron para explicar este tipo de antenas.

El método escogido para alimentar la antena será mediante acoplo con una ranura, ya que como se estudió con anterioridad, tiene la ventaja por un lado de poder diseñar de manera aislada la estructura radiante y la estructura de alimentación, y por otro lado la radiación emitida por la estructura de radiación es mínima al estar en dirección contraria a la dirección de radiación principal.

A continuación se pasa a detallar toda la estructura de la antena y cada una de sus partes por separado, indicando sus principales características y dimensiones.

4.2.1 Estructura general y dimensiones

La antena a construir está compuesta por varias capas apiladas una sobre otra. En la figura 4.2 podemos ver cada una de estas aun sin escalar y separadas entre materiales dieléctricos y conductores.

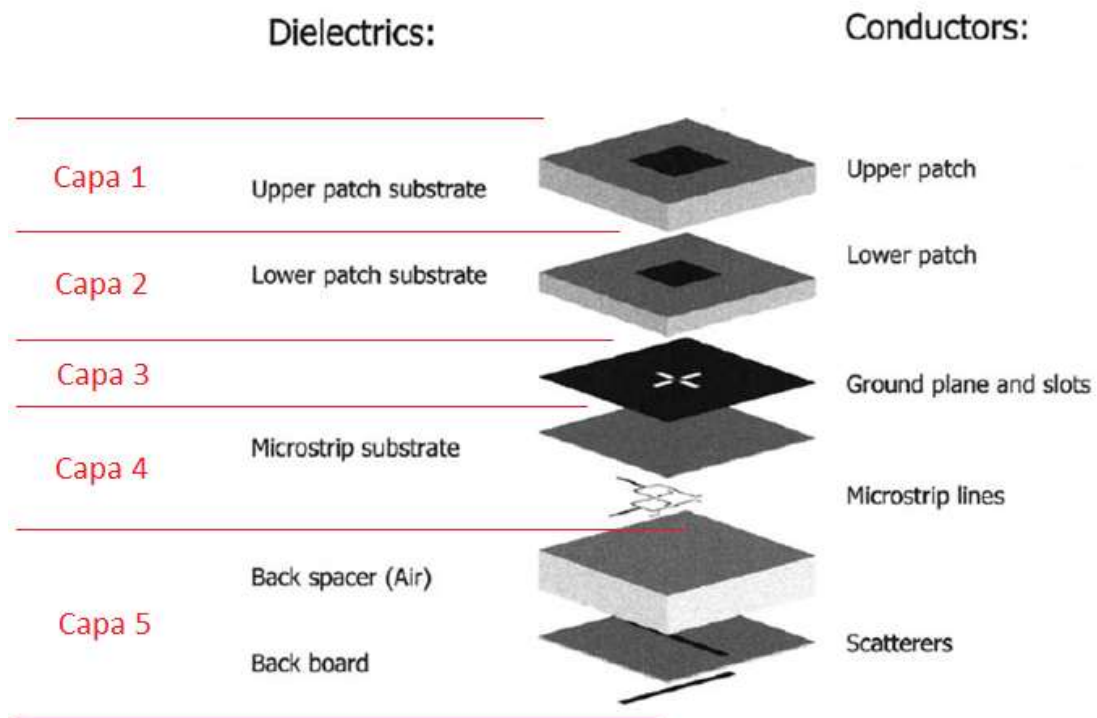


Figura 4.2 Diferentes capas de la antena

En la figura 4.3 puede verse la estructura de dicha antena de manera general ya escalada. Dicha imagen ha sido obtenida con el programa de simulación CST Studio Suite con el que se ha diseñado y simulado la antena.

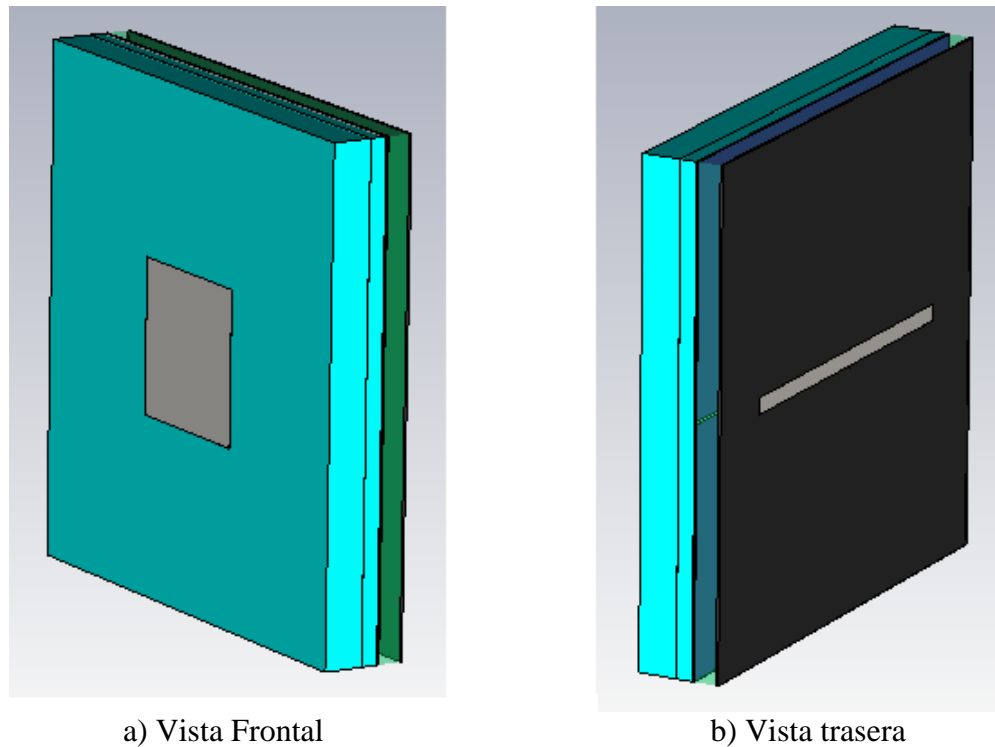


Figura 4.3 Vista frontal (a) y vista trasera (b) de la antena

A continuación se pasará a detallar cada una de las diferentes capas que forman esta antena. Las medidas que definirán todos los detalles de la antena se incluirán dentro de las figuras que se presentarán, y serán nuestras variables de diseño como parece evidente.

- **Capa 1** - Parche superior (vista frontal y lateral)

Esta capa compone el parche superior donde el plano de masa será el parche inferior. Tanto el sustrato como la metalización son de forma cuadrada, estando dicha metalización totalmente centrada en la antena sin ningún tipo de offset.

En la figura 4.4 se puede observar la vista frontal y lateral de esta capa. En todas las figuras que se muestren de la antena aparecerán también las demás capas pero semitransparentes, para que pueda observarse bien la posición de cada capa dentro de la estructura global.

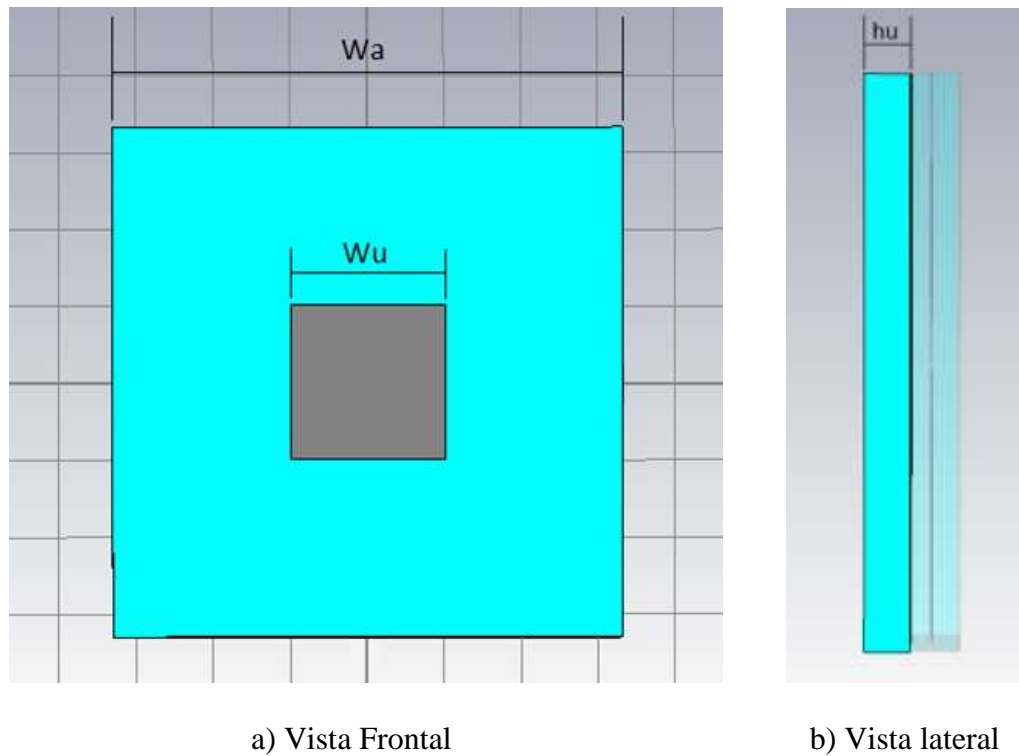


Figura 4.4 Vista frontal (a) y vista lateral (b) de la capa que compone el parche superior de la antena

- **Capa 2** - Parche inferior (vista frontal y lateral)

Esta capa compone el parche inferior de la estructura. En este caso, la capa se compondrá de un sustrato y de una parte metálica, al igual que en la primera de las capas. Como ya se comentó anteriormente, esta capa funcionará como plano de masa del parche superior y a su vez como elemento radiante. De igual manera que anteriormente, tanto el sustrato como la metalización son de forma cuadrada, estando dicha metalización totalmente centrada en la antena sin ningún tipo de offset.

En la figura 4.5 se puede observar con más detalle la vista frontal y lateral de esta capa, que es de manera similar a la figura 4.4.

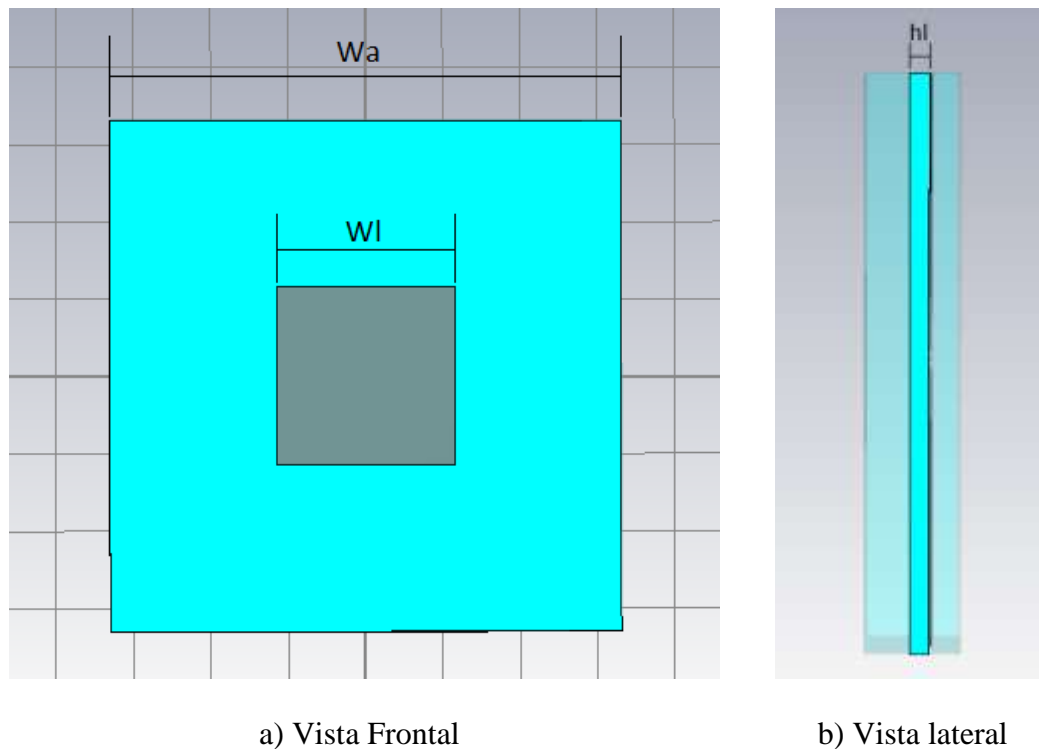


Figura 4.5 Vista frontal (a) y vista lateral (b) de la capa que compone el parche inferior de la antena

- **Capa 3** – Plano de masa (vista frontal)

Al haberse escogido como método de alimentación un sistema de acoplo, resulta evidente que sobre este plano de masa deberá ir la ranura que servirá para alimentar el parche inferior.

La ranura que se ha hecho sobre esta capa tiene forma de cruz. Su geometría puede verse en las figuras 4.6, 4.7, 4.8 y 4.9. Cabe destacar que dicha ranura está totalmente centrada en la estructura de la antena y es totalmente simétrica, es decir, los cuatro brazos de la “cruz” son exactamente iguales.

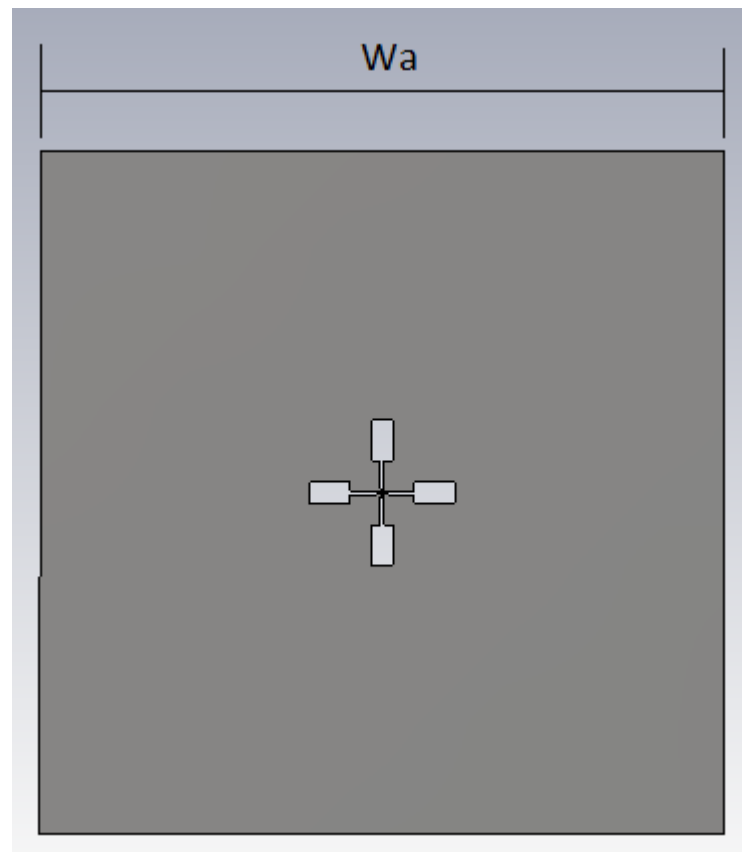


Figura 4.6 Vista frontal de la capa que compone el plano de masa de la antenna

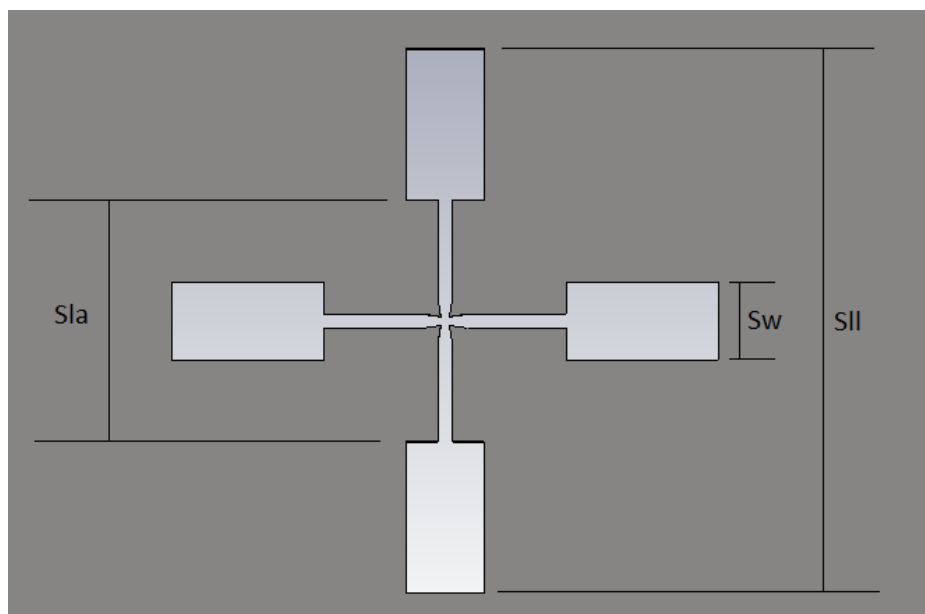


Figura 4.7 Zoom de las ranuras del plano de masa

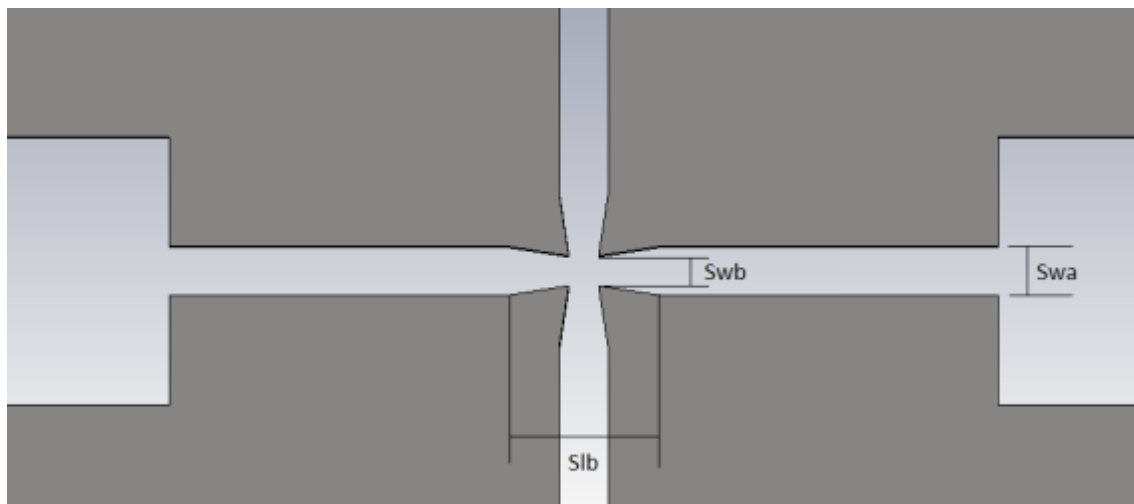


Figura 4.8 Zoom de la zona central de las ranuras del plano de masa

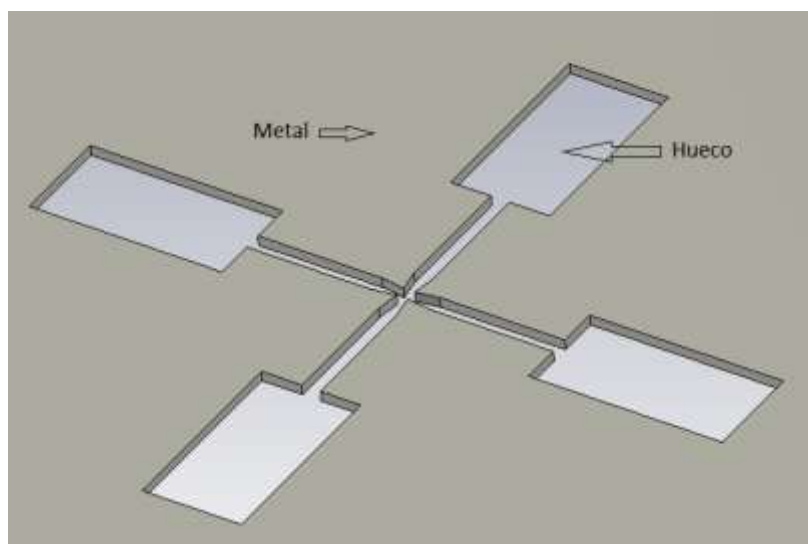


Figura 4.9 Diferentes zonas del plano de masa de la antena

Podemos decir también que dicha ranura se divide en dos partes o slots, una que incluye el slot horizontal, y otra que incluye el slot vertical. El motivo de esta aclaración, es porque se va a dotar a la estructura de dos puertos de alimentación para poder obtener polarizaciones circulares, elípticas o como suele ser más habitual en telefonía móvil, dos polarizaciones lineales ortogonales. Por lo cual uno de los grupos servirá como ranura de excitación para uno de los puertos, y el otro grupo servirá como ranura para el otro puerto.

Se ha escogido una configuración de ranuras centradas sin ningún tipo de offset ya que se sabe que son de las que mejores acoplamientos otorgan entre las líneas de alimentación y los parches. Los mejores resultados se obtendrán usando ranuras que son anchas en su parte más exterior y estrechas en su parte interior [19], como puede observarse en las figuras 4.6, 4.7, 4.8 y 4.9.

Otro detalle de gran importancia puede observarse en la figura 4.8, y es que al estar unidas las ranuras de ambos puertos, se ha estrechado la zona central para mantener el mayor aislamiento posible entre los dos puertos que tendrá la antenna.

- **Capa 4** – Líneas microstrip (vista trasera (en la primera imagen puede verse como las líneas van por debajo del sustrato))

Esta capa es la que contendrá la estructura con la que se alimentará la antenna junto con la capa 3. En este caso, este nivel estará formado por un sustrato de microondas de altas prestaciones y las líneas microstrip con las que se alimentará la antenna.

En las figuras 4.10 y 4.11 puede verse un esquemático de dichas líneas de alimentación. Para alimentar cada slot se utilizará una pareja de líneas microstrip que cruzaran las ranuras por su parte ancha. Estas líneas acabarán en circuito abierto y se ajustara la longitud de estas secciones precisamente para compensar la inductancia que se encuentra a la frecuencia de trabajo.

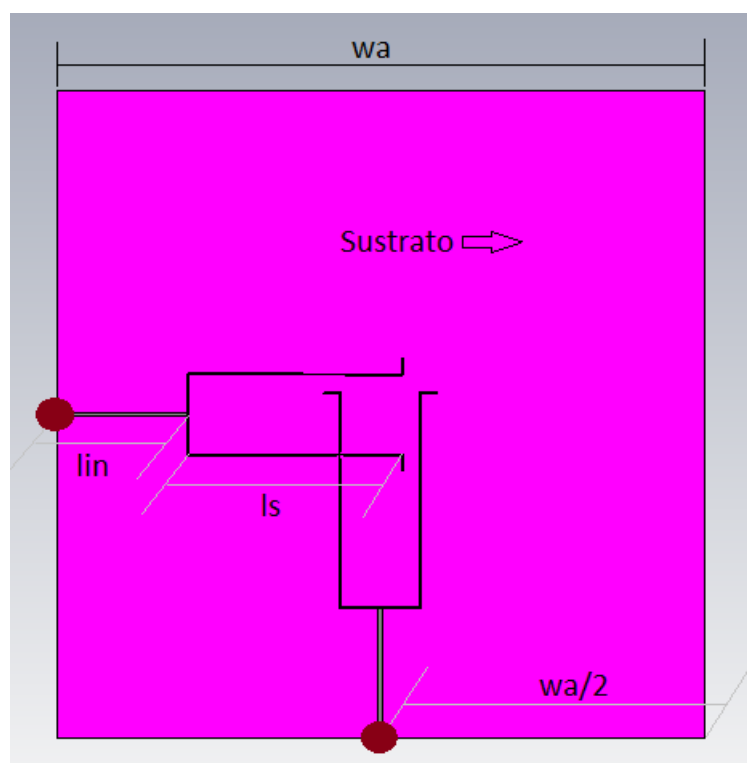


Figura 4.10 Líneas microstrip de alimentación de la antena I

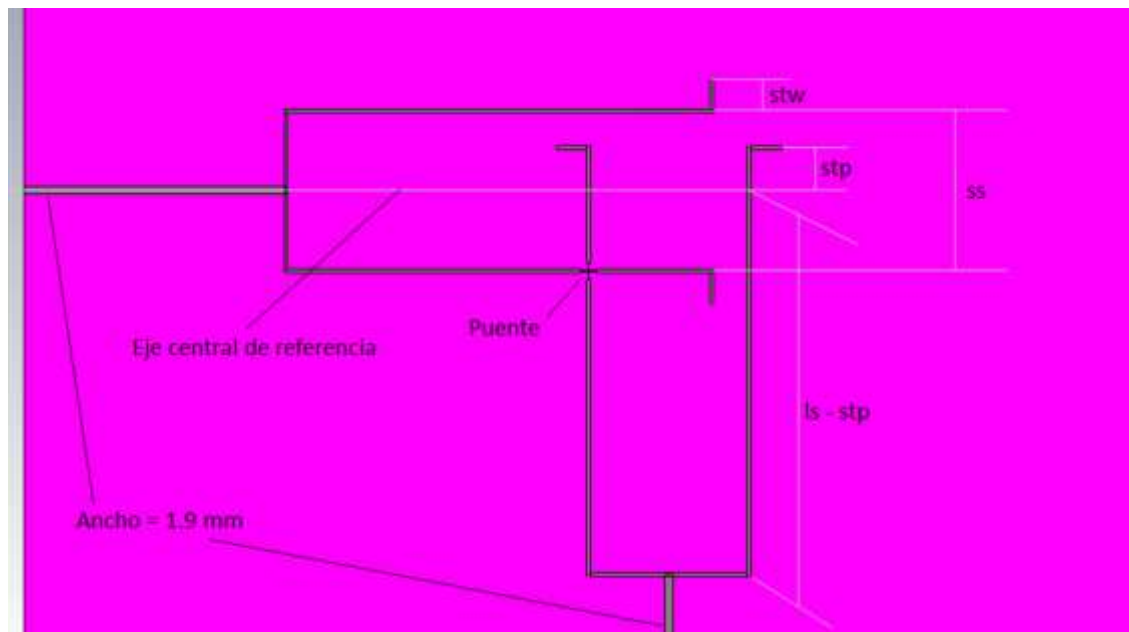


Figura 4.11 Líneas microstrip de alimentación de la antena II

Otro dato a tener en cuenta es que ambas parejas de líneas microstrip (una para cada puerto de los dos que dispondrá la antena) se imprimirán sobre la misma cara del sustrato. Para evitar que ambas líneas se crucen se construirá un pequeño puente, en el que simplemente una de las líneas cruzará a la otra por encima. Dicho detalle puede observarse en la figura 4.12. Para mantener el aislamiento entre ambos puertos se han estrechado los tramos de línea del puente, y de esta manera, la inductancia aumenta compensando la capacidad que se produce en dicho puente.

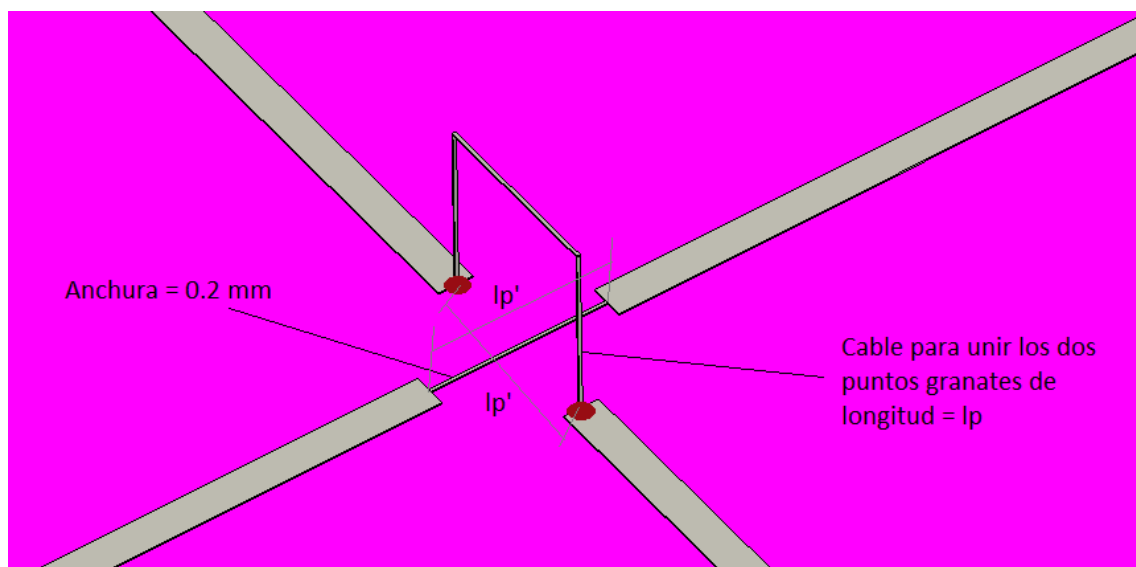


Figura 4.12 Detalle del puente de las líneas microstrip de alimentación de la antena

Cada par de líneas se unirán mediante una unión en T para obtener un único puerto por el que alimentar la antena. Dichos puntos de alimentación son los marcados en la figura 4.10 con puntos rojos, donde se instalarán los puertos coaxiales con los que se excitará la antena.

La impedancia de cada una de las dos líneas que alimentaran el slot se ha fijado a 80Ω , aplicando la teoría sobre la unión en T [20] se obtiene que a la entrada de dicha unión la impedancia es de 40Ω . En la figura 4.13 puede verse esto de una manera más clara, donde en este caso en concreto, $Z_1 = Z_2 = 80\Omega$ y $Z_0 = 40\Omega$.

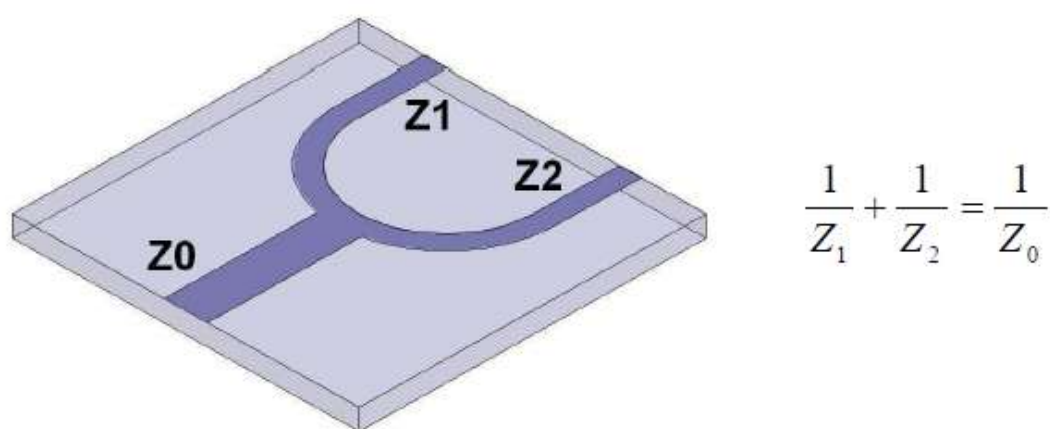


Figura 4.13 Unión en T de líneas microstrip

Por último si nuestros puertos coaxiales por los que finalmente se alimentará la antena tienen una impedancia de 50Ω , se deberá colocar un adaptador $\lambda/4$ que transforme los 40Ω en los 50Ω buscados (dicho tramo de línea es el que aparece representado como “lin” en la figura 4.10) [20]. En la figura 4.14 puede verse este tipo de adaptador de impedancia.

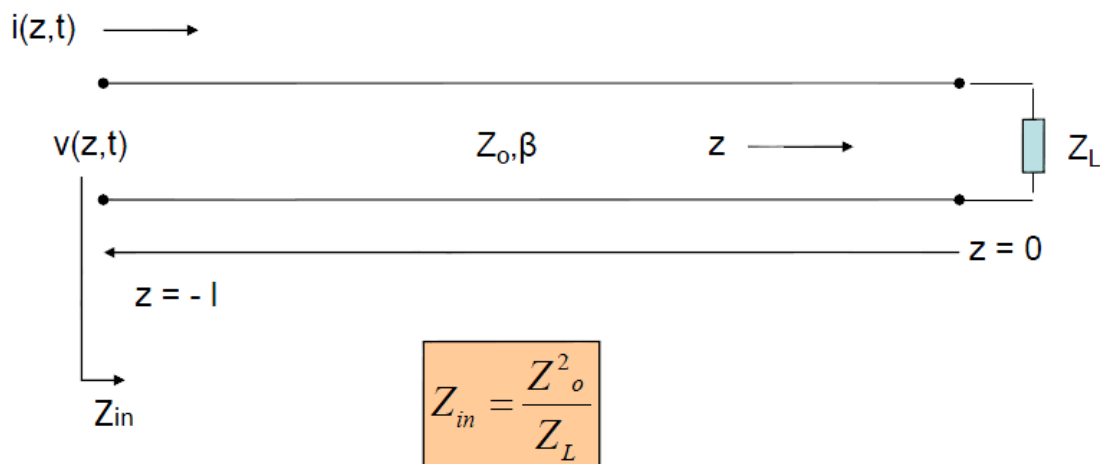


Figura 4.14 Adaptador $\lambda/4$

- Capa 5 – Dispersores (vista trasera y lateral)

Ésta es la última de las capas y la que más atrás está situada en la estructura general de la antena. Está formada por una capa de aire, seguido de un par de dispersores situados sobre un sustrato. Dichos dispersores son metalizaciones impresas sobre este sustrato, los cuales pueden observarse en la figura 4.15.

También puede observarse como en este caso en concreto se tienen dos dispersores, uno colocado verticalmente y otro horizontalmente. Esto es así porque habrá uno para cada puerto.

También hay que tener en cuenta que para que las metalizaciones no se crucen, se colocará un dispersor en cada cara del sustrato, siendo irrelevante cual está en cada lado.

En la figura 4.15 pueden observarse estos dispersores y también la situación de la quinta de las capas sobre la estructura global de la antena. En la vista frontal (a) se observa uno de los dispersores, y el que no está visible está representado con una línea roja, indicando que está en la otra cara del sustrato.

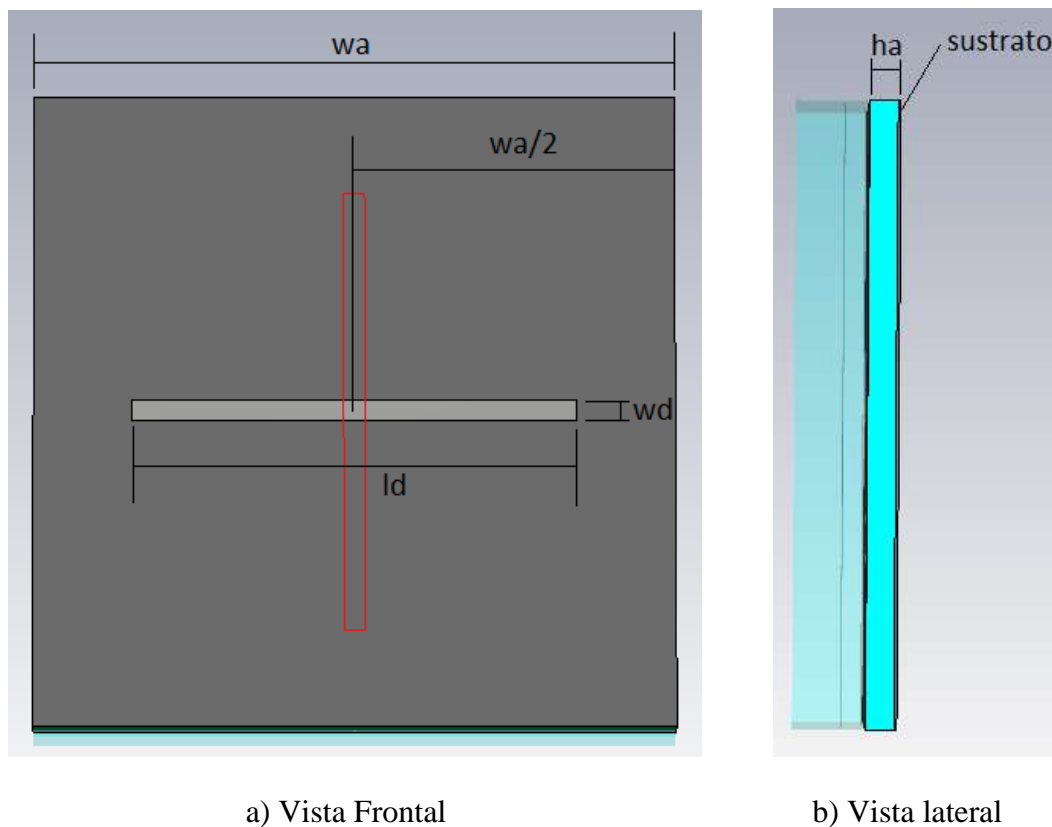


Figura 4.15 Vista frontal (a) y lateral (b) de la capa que compone los dispersores

Esta capa tiene un objetivo muy claro, y es el de disminuir la radiación trasera de la antena. Como se demuestra en [19], el uso de estos dispersores puede disminuir la radiación trasera de unos 16 dB a unos 28 dB aproximadamente. De esta manera, disminuyendo este efecto todo lo que sea posible gracias a esta capa, se podrá cumplir con el objetivo de no tener una diferencia entre el lóbulo principal y el lóbulo trasero inferior a unos 25 dB aproximadamente.

4.2.2 Antena diseñada y simulaciones

A la hora de abarcar este estudio se han tenido que tomar varias decisiones sobre las dimensiones y los materiales a utilizar y que a continuación se detallaran.

- Capas 1 y 2

Empezando por las dos primeras capas, formadas por el parche superior e inferior, los dos principales puntos a fijar han sido por un lado el sustrato (tanto su espesor como el material), y por otro lado el tamaño de la metalización del parche. Como ya se vio anteriormente, en este tipo de antenas es conveniente que el parche inferior sea de mayor tamaño que el superior, por lo que ambas metalizaciones se han calculado teniendo en cuenta este principio. En cuanto al tamaño de las metalizaciones, se sabía de antemano que sería aproximadamente de tamaño $\lambda/2$ o $\lambda/3$, y finalmente, como se verá más adelante, los tamaños 'wl' (parche inferior) y 'wu' (parche superior) escogidos han sido justamente los $\lambda/3$ que desde un primer momento se pensaron.

En cuanto al sustrato, varias son los puntos que se han tenido en cuenta. Por un lado se sabe que cuanto mayor sea la constante dieléctrica del sustrato menor ancho de banda tendrá el parche, y por otro lado es un hecho que aumentando dicha constante dieléctrica se consigue reducir la radiación trasera y disminuir también el acoplo entre parches de un mismo array. Por todo esto, debe buscarse un punto de equilibrio que satisfaga todas las condiciones de la mejor manera posible buscando un cierto compromiso. Finalmente el sustrato elegido para ambos parches es PVC Espumado con una constante dieléctrica $\epsilon_r = 1.6$ y un espesor 'hu' para el parche superior, y 'hl' para el parche inferior.

- Capas 3 y 4

Una vez vistos ambos parches, se pasará a detallar la estructura de alimentación. En este punto se han de tratar dos cosas por separado, una de ellas será el plano de masa con sus ranuras, y la otra las líneas microstrip con su sustrato.

En cuanto al plano de masa, se ha escogido el disponible en el laboratorio, que es una lámina de 1.5mm de grosor de aluminio. La longitud de estas ranuras tendrá una longitud total aproximada 'sll' de $\lambda/4$, y los demás parámetros quedarán fijados por las simulaciones con tal de conseguir la mayor eficiencia y aislamiento entre puertos posible.

Si nos centramos ahora en la cuarta de las capas, formada por las líneas microstrip y el sustrato, lo primero que se ha escogido es un sustrato de microondas de altas prestaciones. Tenemos varios casos, para la antena que trabajara en la banda de 790 a 960 MHz se han hecho dos diseños, uno con el sustrato AD-320 de $\epsilon_r=3.2$ y un grosor de 0.8 mm, y otro con el sustrato Arlon 25N de $\epsilon_r=3.38$ y 0.5 mm de grosor, y para la antena que funciona entre los 1700 y 2200 MHz se ha hecho un único diseño con el Arlon 25N de idénticas características al anterior.

Referente a las líneas microstrip, lo primero que se ha hecho ha sido fijar los anchos de las líneas, que vienen fijados por las impedancias que ya se eligieron. Para

calcular dichos anchos de línea se ha usado la herramienta TXLINE del software AWR Design Environment.

- En el caso del sustrato AD-320 se ha obtenido un ancho para la línea de 80Ω 'lw' de 0.8 mm, y para el Arlon 25N un ancho de 0.45 mm. Esta línea tendrá una longitud 'ls' de aproximadamente $\lambda/3 \sim \lambda/4$, que habrá que ajustar para que satisfaga a todas las frecuencias de manera más o menos similar
- La otra línea restante es la del adaptador $\lambda/4$. Haciendo uso de la fórmula que aparece en la figura 4.13, y sabiendo que queremos pasar de 40Ω a 50Ω , obtenemos que la impedancia de la línea debe ser de 44.72Ω , que se traduce en el caso del AD-320 en un ancho 'iw' de 2.2 mm aproximadamente, y para el Arlon 25N en unos 1.35 mm.

Al no ser exactos los valores escogidos, en la simulación se verá como finalmente el adaptador $\lambda/4$ varía de manera mínima su longitud 'lin' por el hecho de tener que compensar este error cometido.

El resto de parámetros, de igual manera que en casos anteriores, vendrá fijado después de las simulaciones con tal de obtener los mejores resultados posibles.

- Capa 5

Para acabar, queda detallar la elección de los dispersores. Como ya sabemos, estos irán situados sobre un sustrato, FR4 en este caso con una $\epsilon_r = 4.5$ y un espesor de 1.55 mm, a una distancia 'ha' de las líneas microstrip como puede observarse en la figura 4.15. Esta distancia se fijará en la simulación, y lo que se tratará es que los dispersores tengan aproximadamente una longitud $\lambda/2 \sim \lambda/3$, y el mismo ancho que las ranuras del plano de masa aproximadamente.

Un dato a tener en cuenta a la hora de analizar las simulaciones, es que como puede verse en las figuras que se mostrarán, la eficiencia de radiación sale positiva cuando no debiera ser así. Esto se debe básicamente a que dichas simulaciones se han realizado utilizando un plano de masa formado por un material ideal, y no real.

Se presentan a continuación los tres modelos obtenidos de esta antena.

4.2.2.1 Modelo 1.

Esta antena trabaja en las frecuencias comprendidas entre 790 y 960 MHz y usa el sustrato AD-320.

Los materiales utilizados son los del apartado 4.2.2 y las medidas obtenidas son las siguientes:

Parámetro	Medida (mm)
Wa	344
Wu	97
hu	26
Wl	111
hl	13
Sla	24
Sll	74
Sw	13
Slb	5.8
Swa	2.2
Swb	1.2
ls	113
lin	72
stw	10
stp	13
ss	40
lp	7
lp'	3
ha	19
ld	222
wd	14

Tabla 4.1 Medidas del Modelo 1

A continuación se presentan las simulaciones obtenidas en el programa CST Studio Suite con dichas medidas sobre el modelo de estudio, para más tarde pasar a comentar dichos resultados.

- Parámetros S

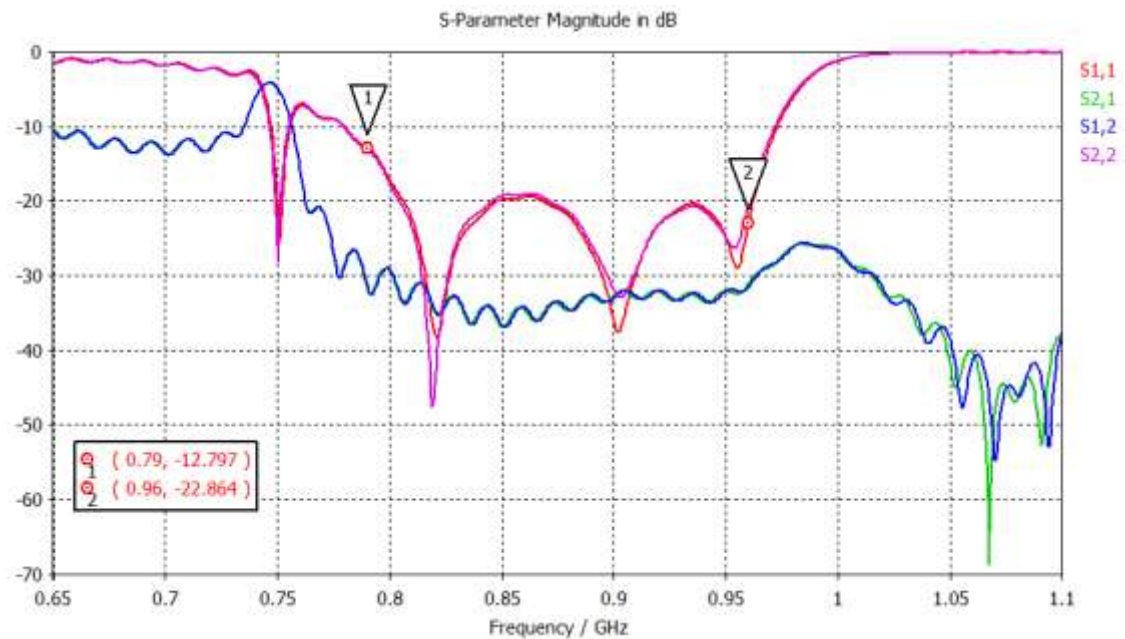
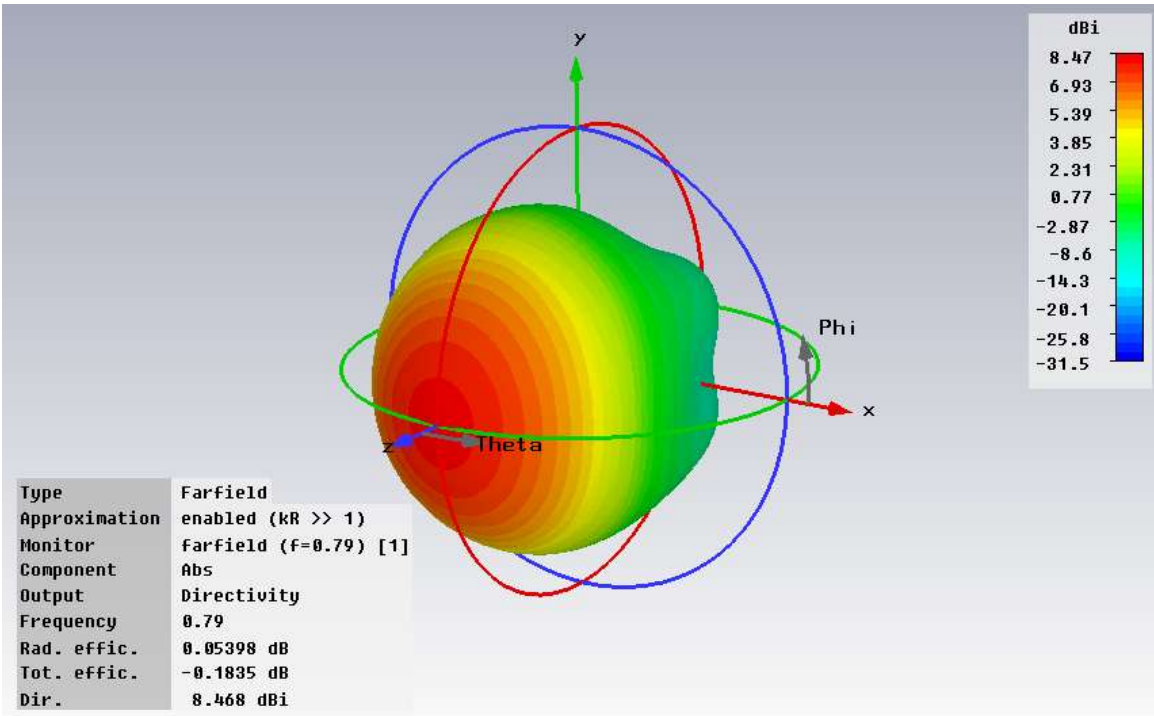


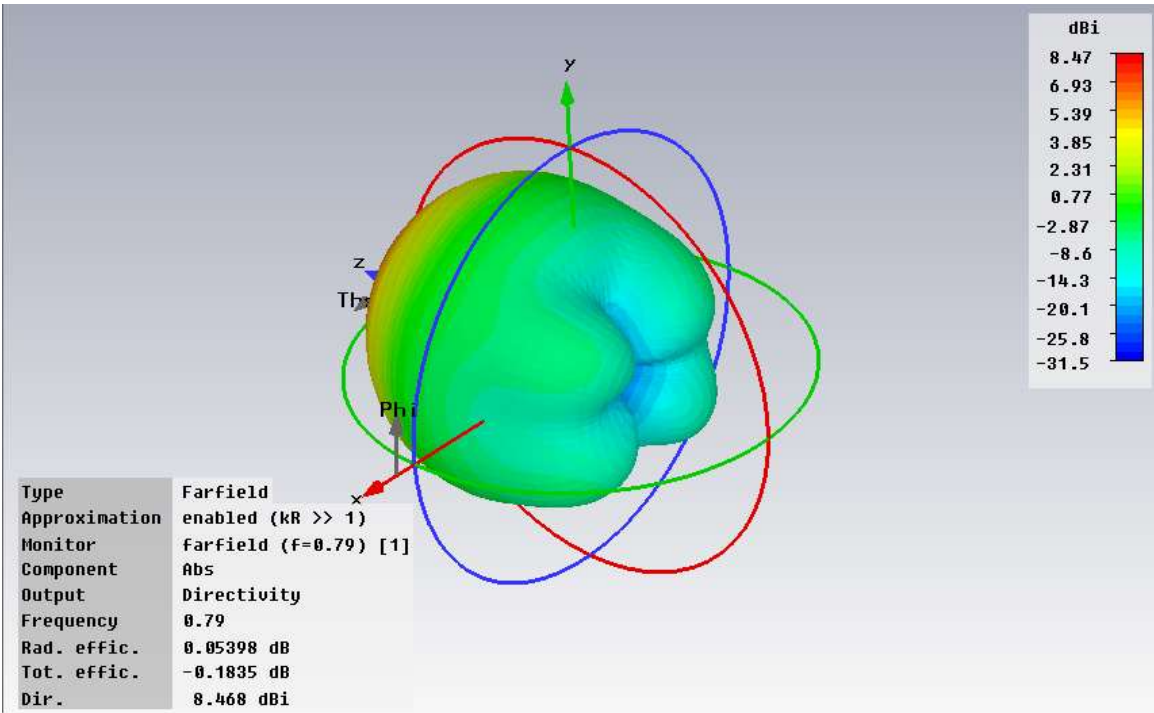
Figura 4.16 Parámetros S del modelo 1

- Diagrama de radiación

Para comprender mejor las siguientes figuras hay que hacer una pequeña aclaración a priori, pues la antena dispone de dos puertos, y hay que saber cual es cual. El puerto número 1 será el que está dentro del plano XZ, sin embargo el puerto número 2 será el contenido en el plano YZ. Teniendo como referencia la estructura general de la antena, se considerará, para ambos puertos, que el plano horizontal es $\phi = 0^\circ$ y el plano vertical es $\phi = 90^\circ$.



(a)



(b)

Figura 4.17 Diagrama de radiación en 3D (vista frontal (a) y trasera (b)) para $f = 790\text{MHz}$, puerto número 1 y el modelo 1

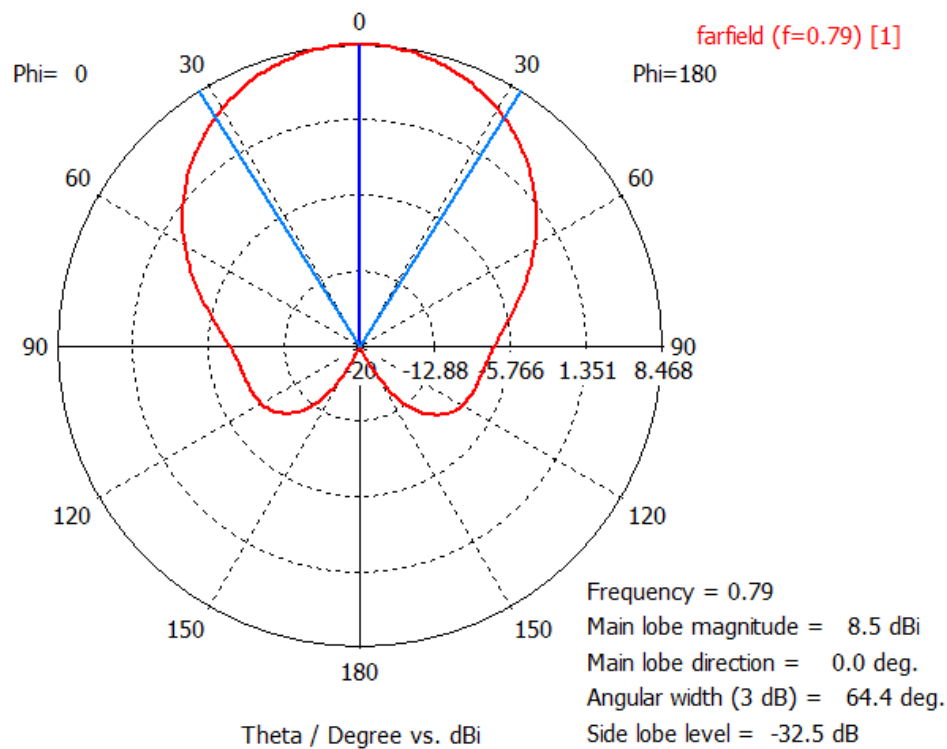


Figura 4.18 Diagrama de radiación en polares con $\phi = 0^\circ$ para $f = 790\text{MHz}$, puerto número 1 y el modelo 1

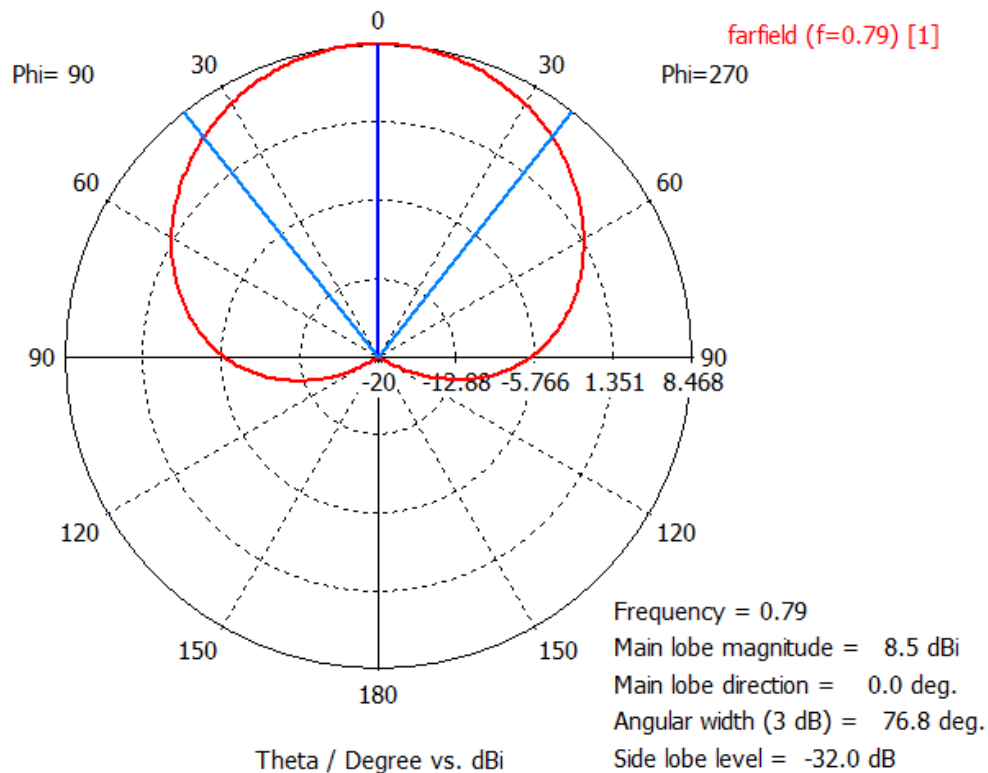


Figura 4.19 Diagrama de radiación en polares con $\phi = 90^\circ$ para $f = 790\text{MHz}$, puerto número 1 y el modelo 1

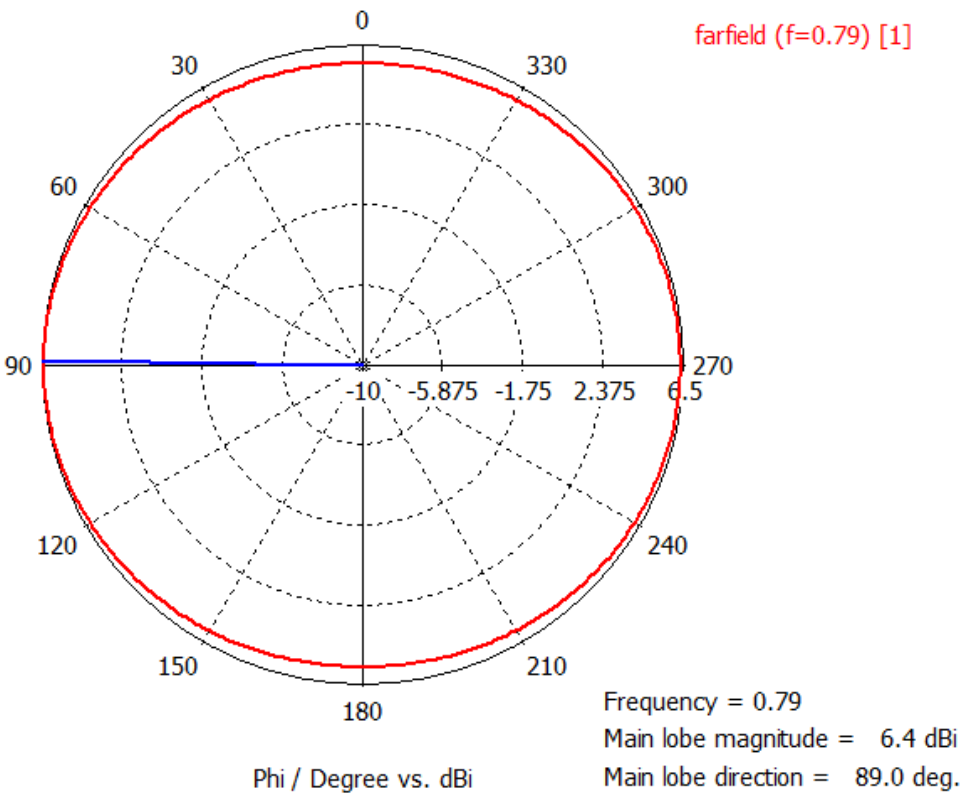
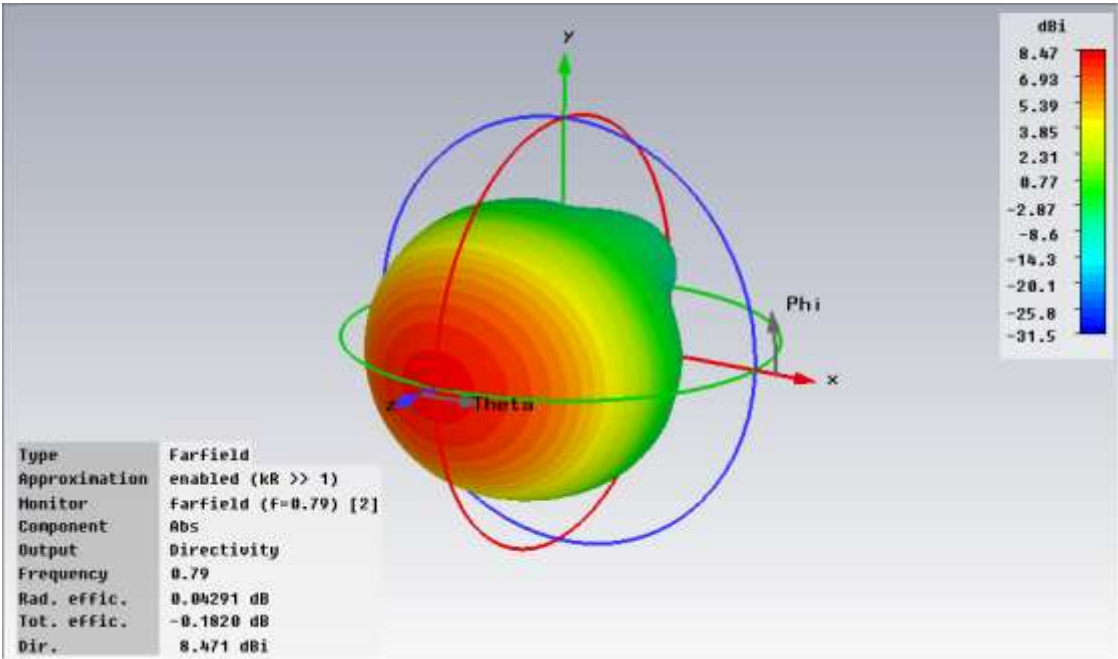
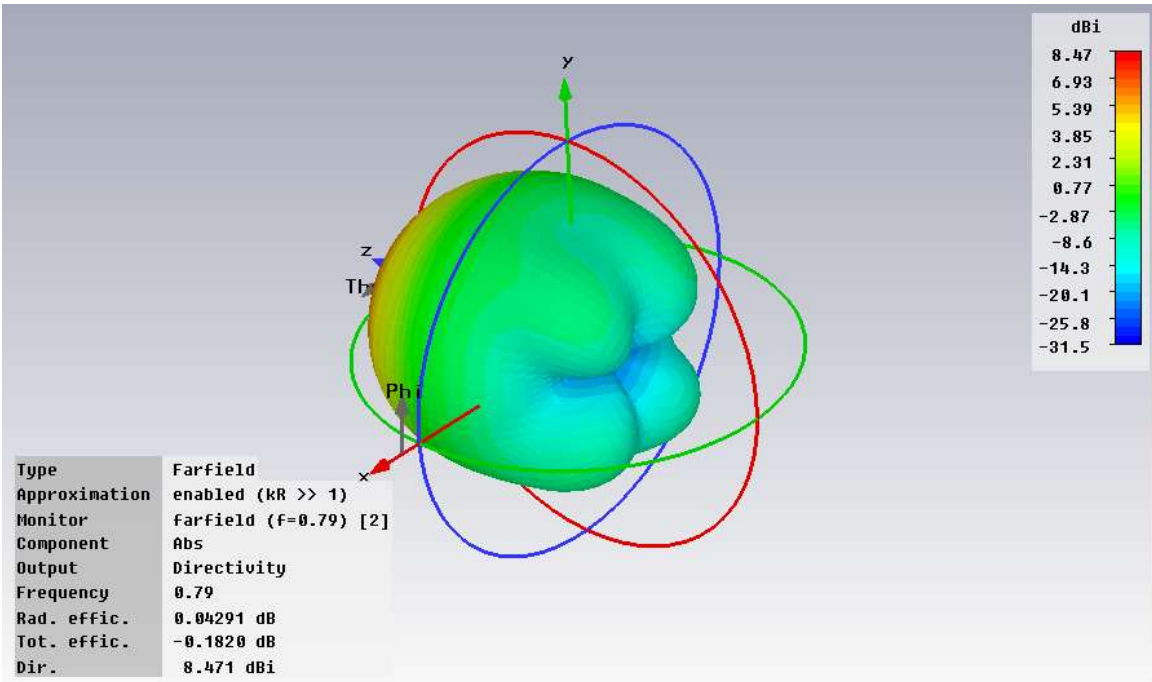


Figura 4.20 Diagrama de radiación en polares con theta = 32° para f = 790MHz, puerto número 1 y el modelo 1



(a)



(b)

Figura 4.21 Diagrama de radiación en 3D (vista frontal (a) y trasera (b)) para $f = 790\text{MHz}$, puerto número 2 y el modelo 1

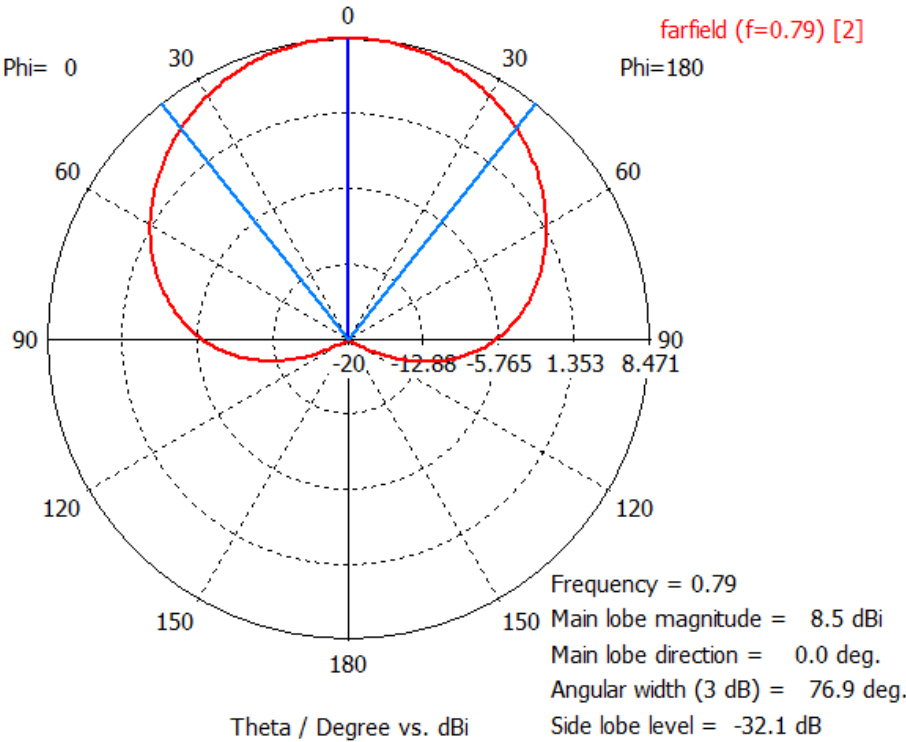


Figura 4.22 Diagrama de radiación en polares con $\phi = 0^\circ$ para $f = 790\text{MHz}$, puerto número 2 y el modelo 1

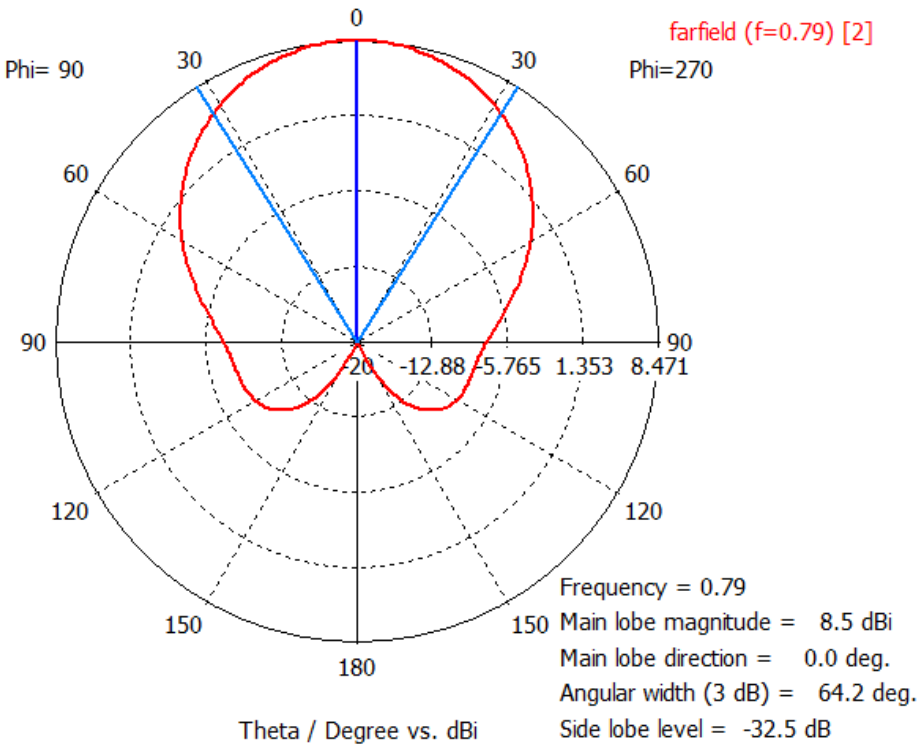


Figura 4.23 Diagrama de radiación en polares con phi = 90° para f = 790MHz, puerto número 2 y el modelo 1

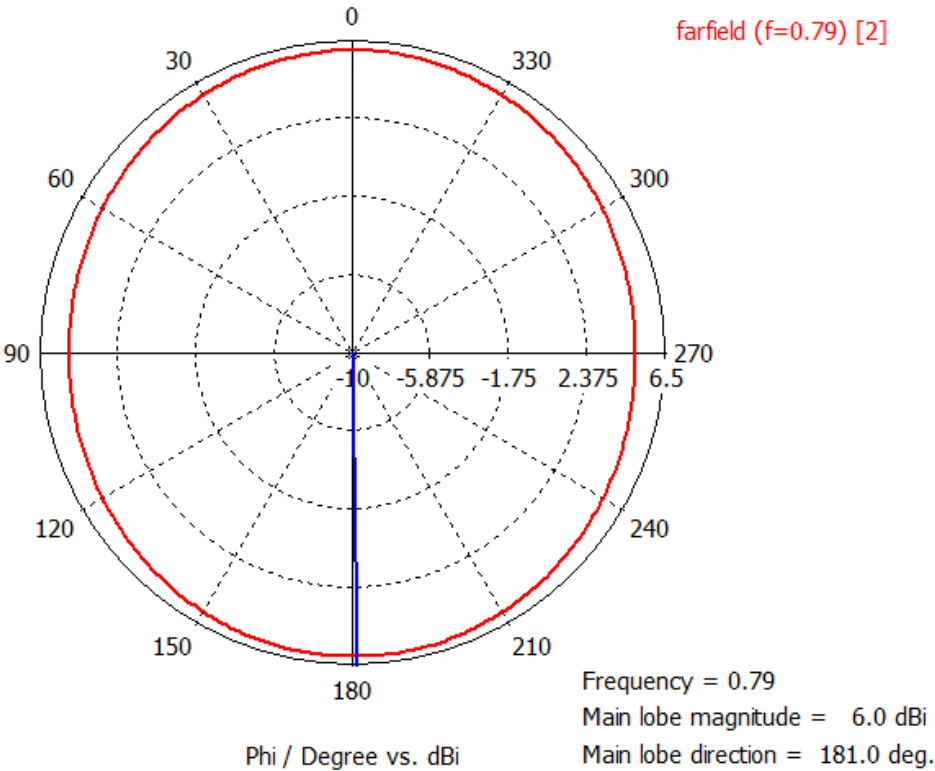
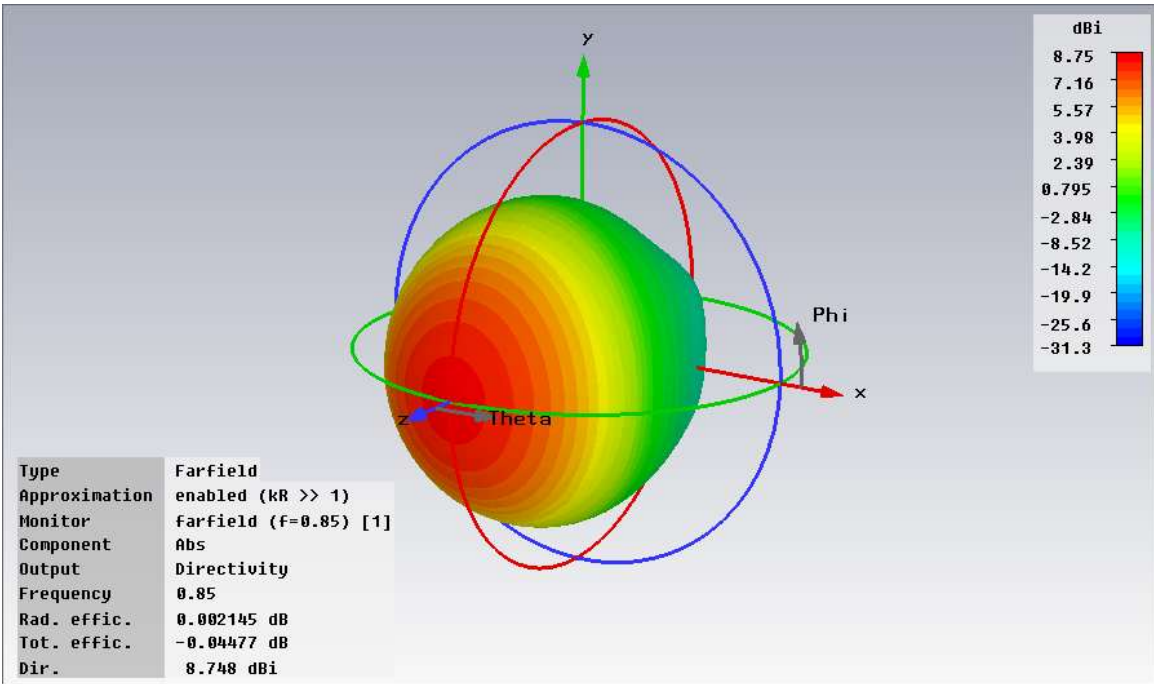
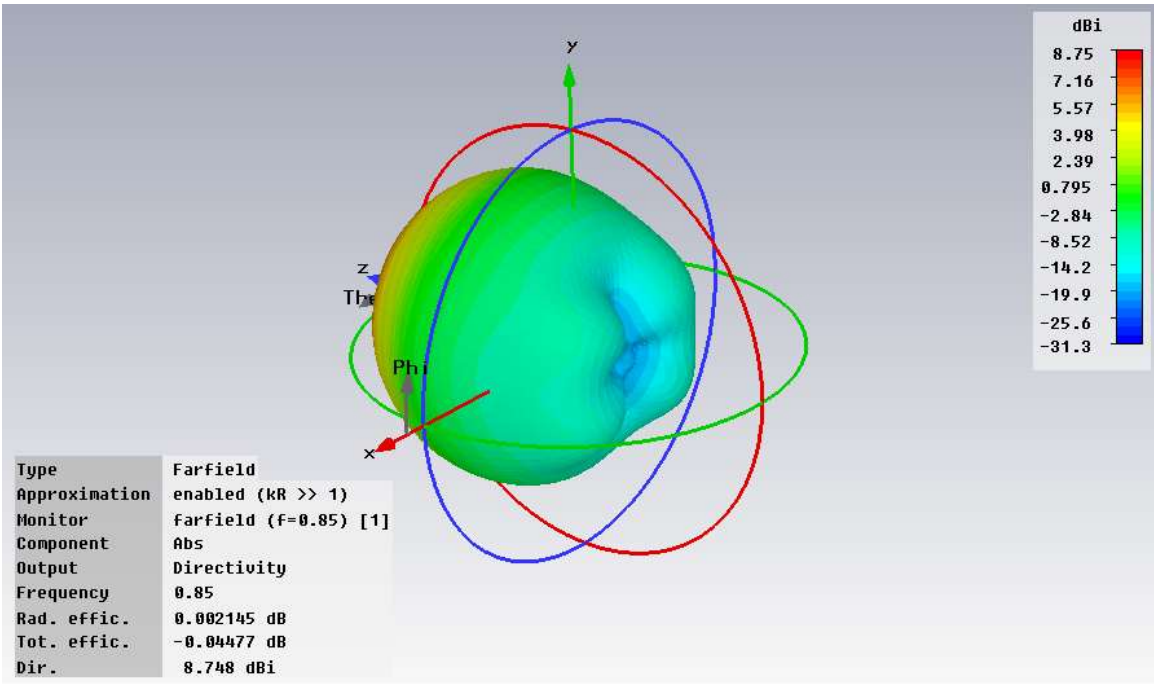


Figura 4.24 Diagrama de radiación en polares con theta = 35° para f = 790MHz, puerto número 2 y el modelo 1



(a)



(b)

Figura 4.25 Diagrama de radiación en 3D (vista frontal (a) y trasera (b)) para $f = 850\text{MHz}$, puerto número 1 y el modelo 1

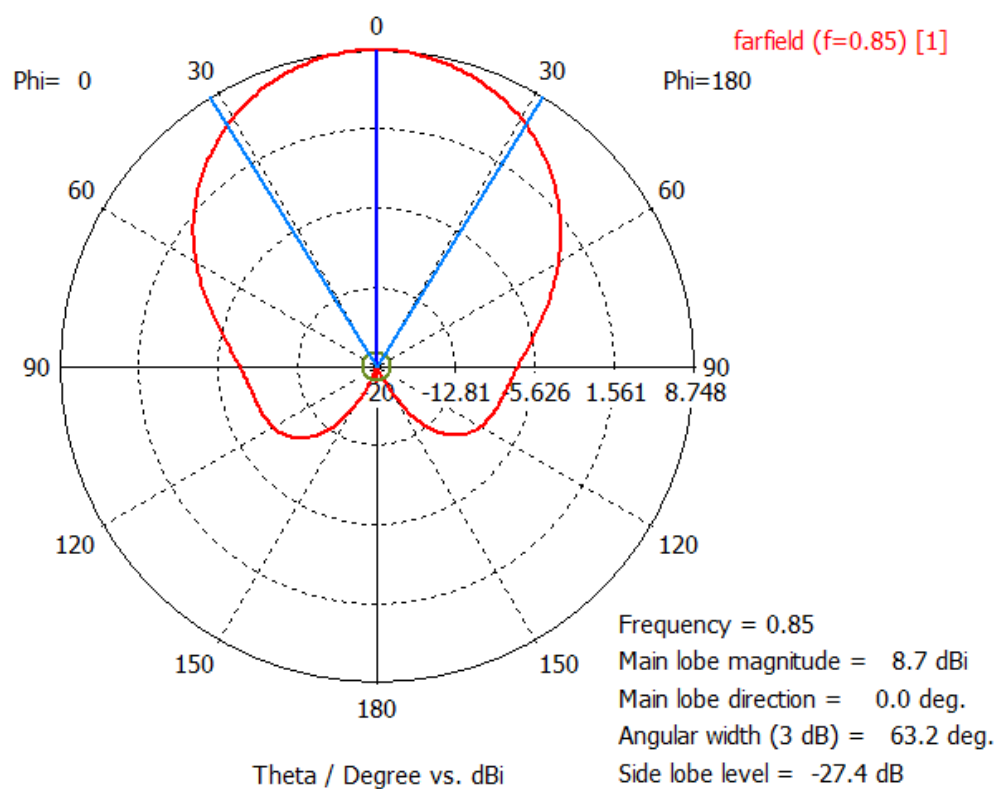


Figura 4.26 Diagrama de radiación en polares con $\phi = 0^\circ$ para $f = 850\text{MHz}$, puerto número 1 y el modelo 1

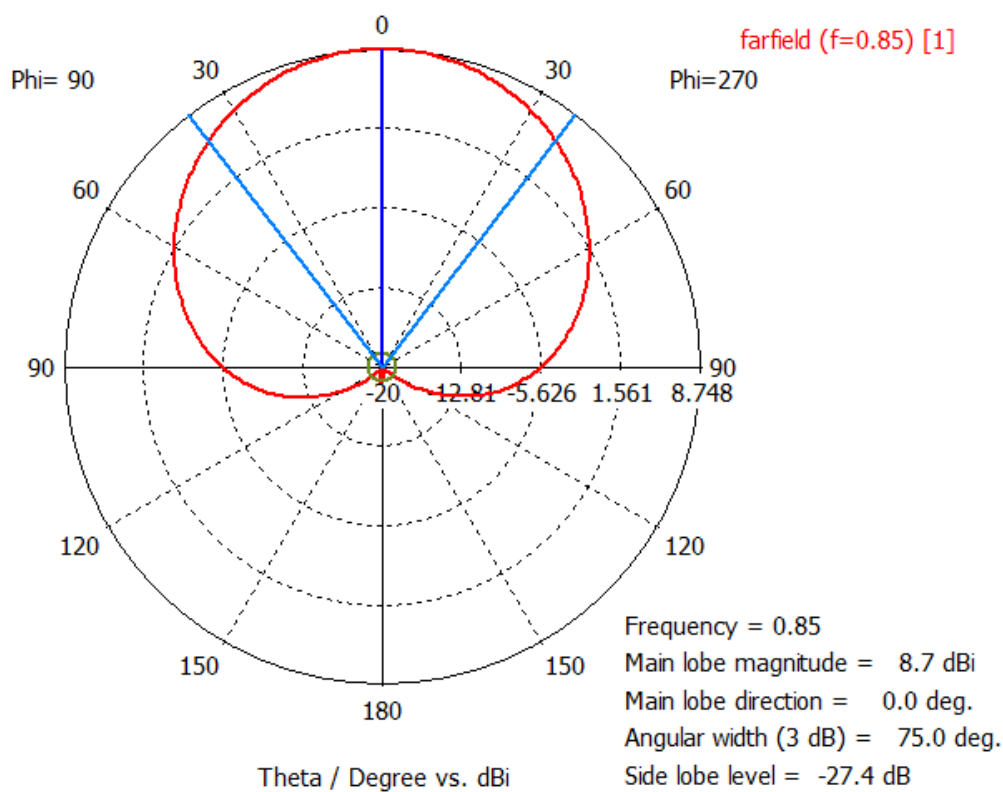


Figura 4.27 Diagrama de radiación en polares con $\phi = 90^\circ$ para $f = 850\text{MHz}$, puerto número 1 y el modelo 1

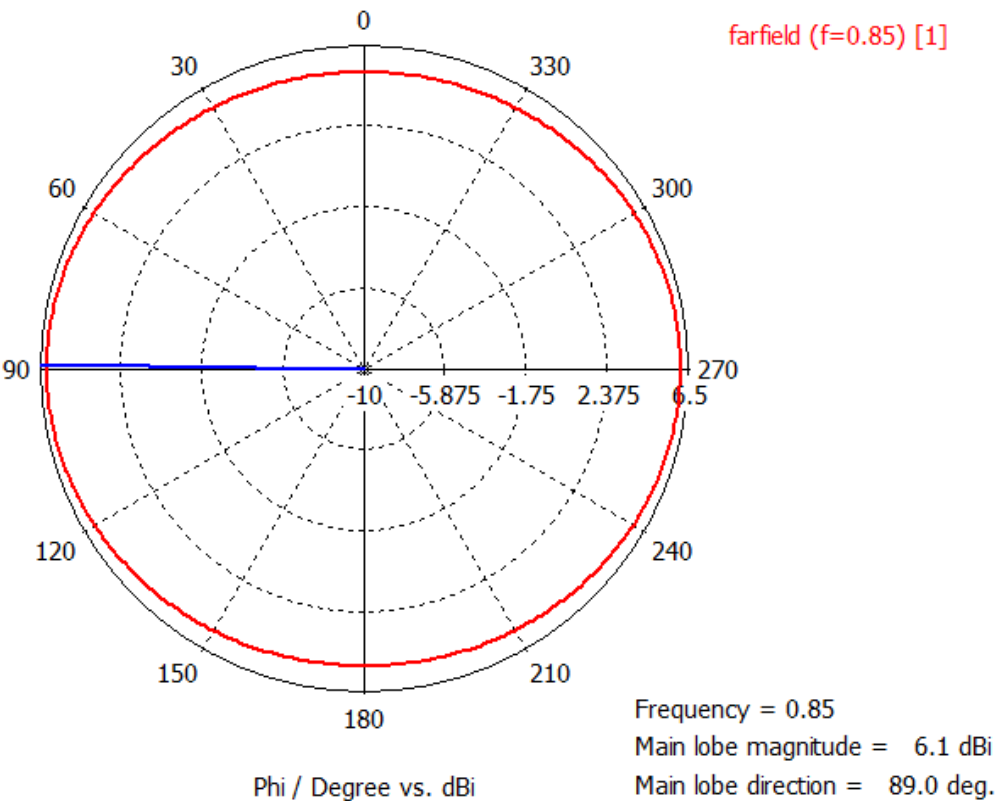
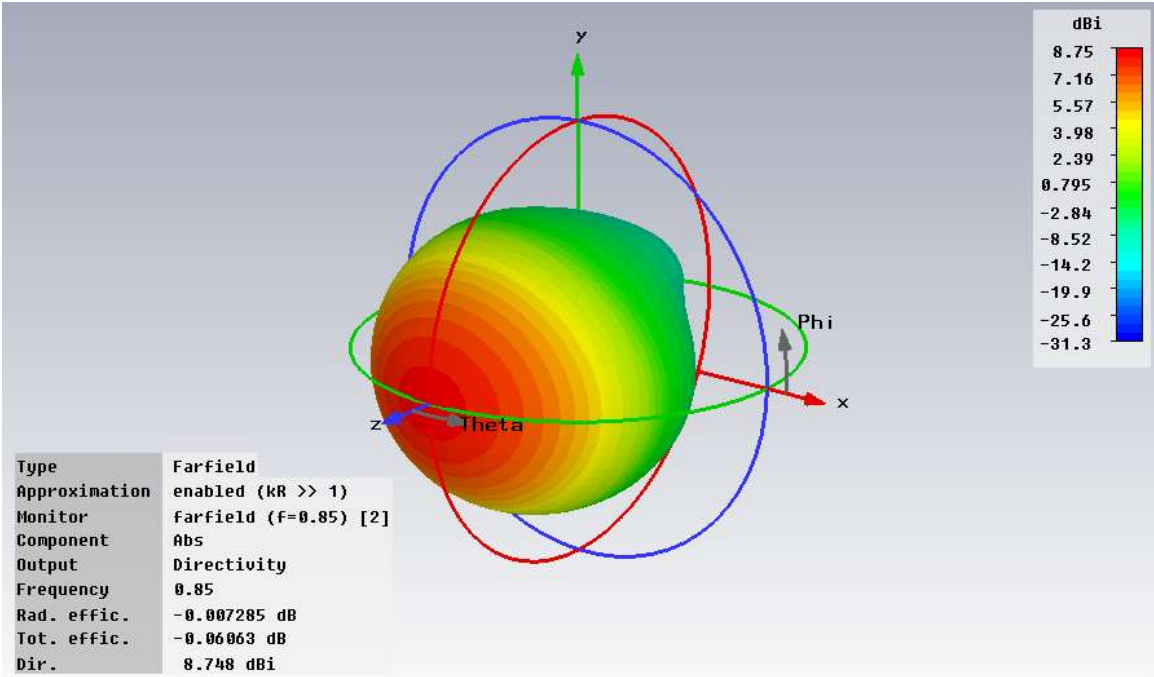
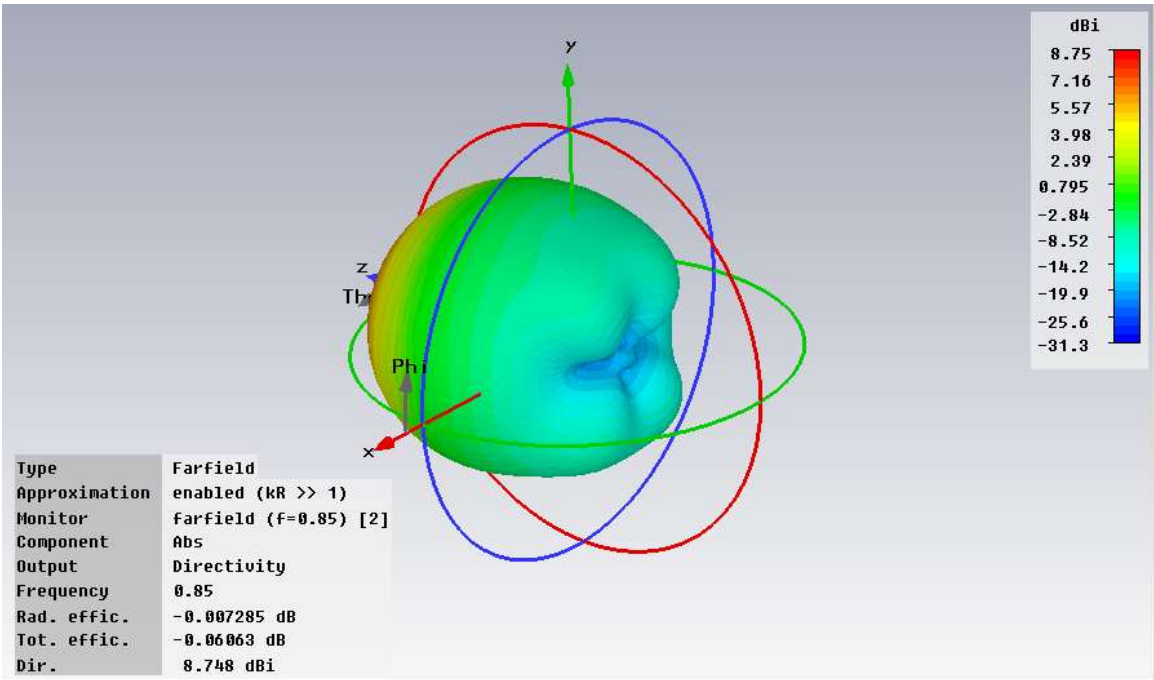


Figura 4.28 Diagrama de radiación en polares con $\theta = 35^\circ$ para $f = 850\text{MHz}$, puerto número 1 y el modelo 1



(a)



(b)

Figura 4.29 Diagrama de radiación en 3D (vista frontal (a) y trasera (b)) para $f = 850\text{MHz}$, puerto número 2 y el modelo 1

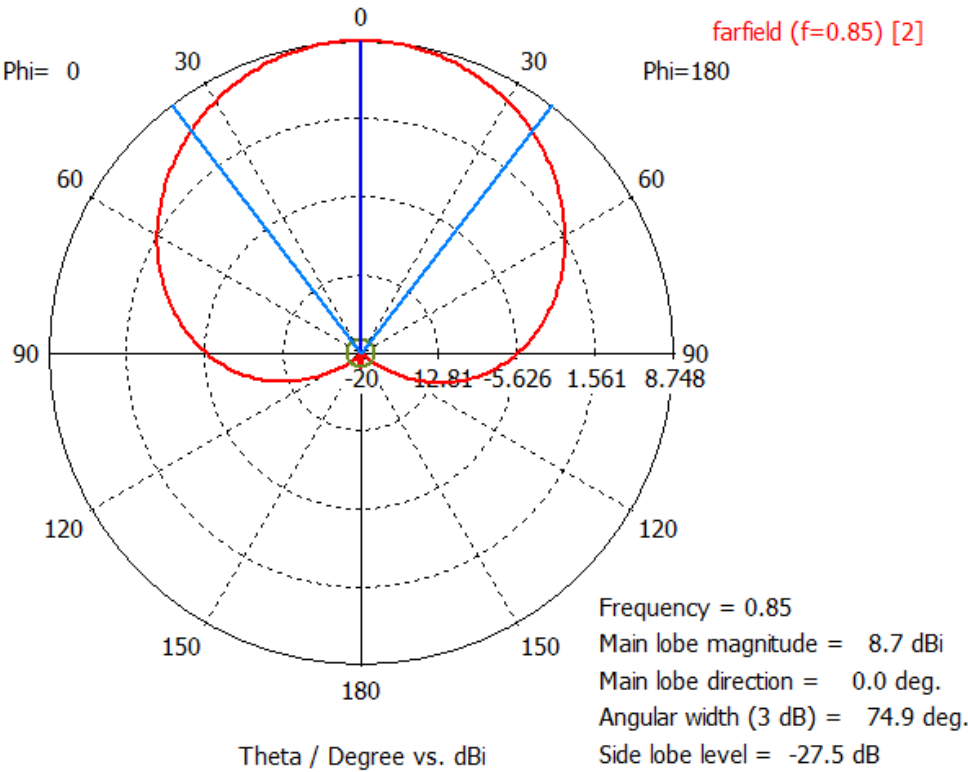


Figura 4.30 Diagrama de radiación en polares con $\phi = 0^\circ$ para $f = 850\text{MHz}$, puerto número 2 y el modelo 1

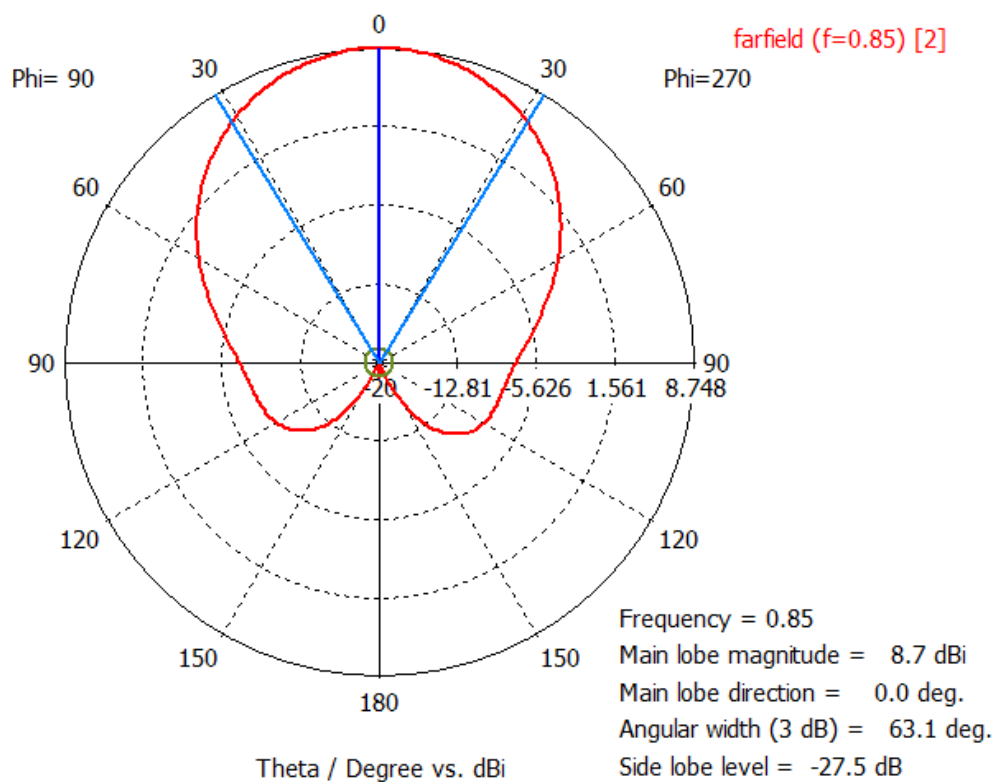


Figura 4.31 Diagrama de radiación en polares con $\phi = 90^\circ$ para $f = 850\text{MHz}$, puerto número 2 y el modelo 1

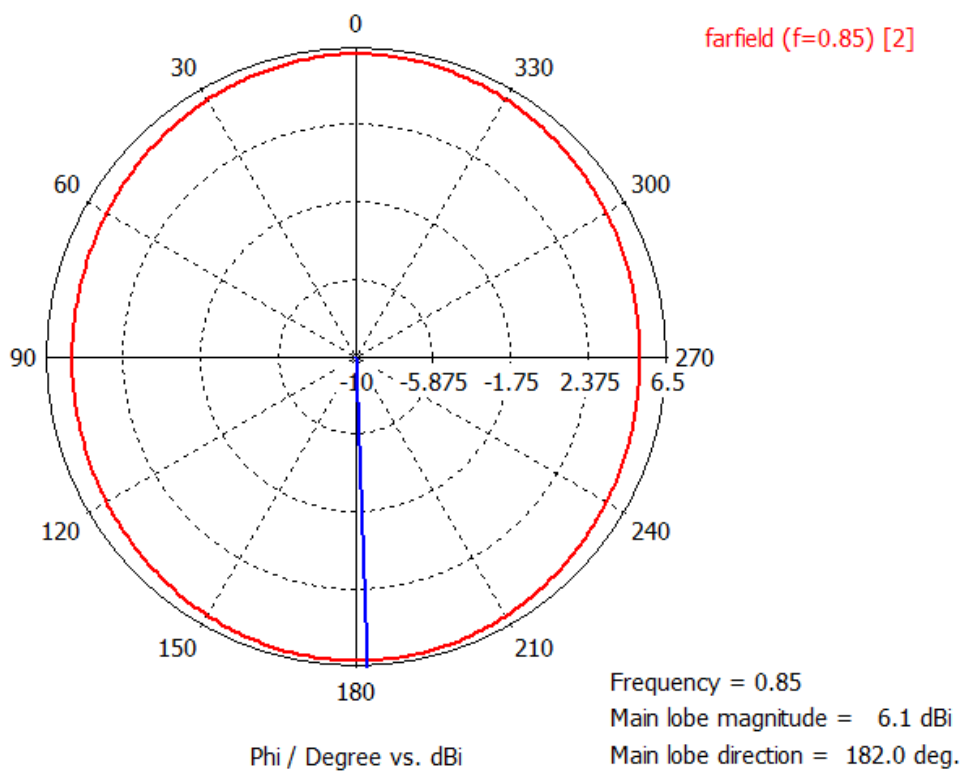
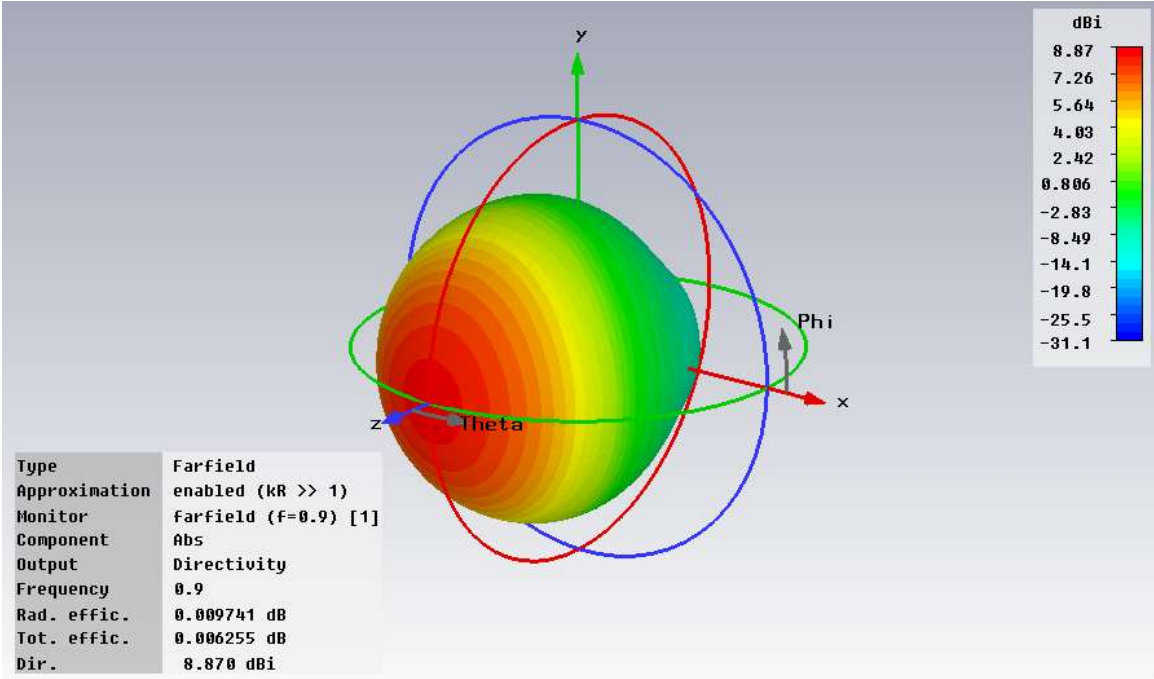
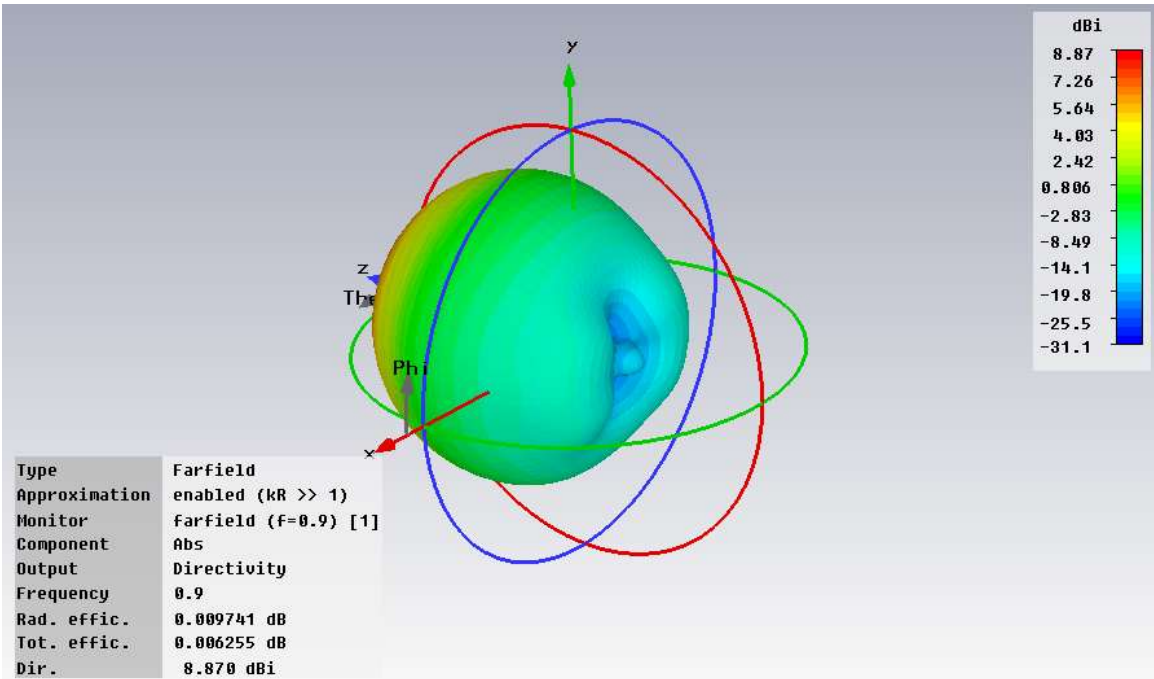


Figura 4.32 Diagrama de radiación en polares con $\theta = 35^\circ$ para $f = 850\text{MHz}$, puerto número 2 y el modelo 1



(a)



(b)

Figura 4.33 Diagrama de radiación en 3D (vista frontal (a) y trasera (b)) para $f = 900\text{MHz}$, puerto número 1 y el modelo 1

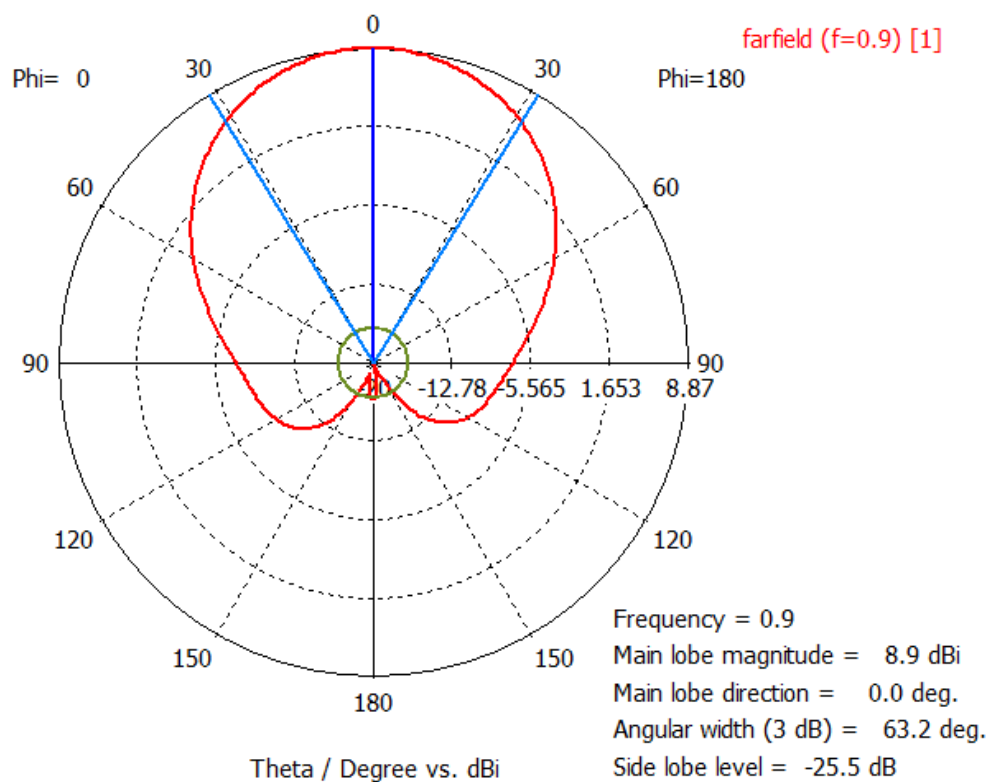


Figura 4.34 Diagrama de radiación en polares con $\phi = 0^\circ$ para $f = 900\text{MHz}$, puerto número 1 y el modelo 1

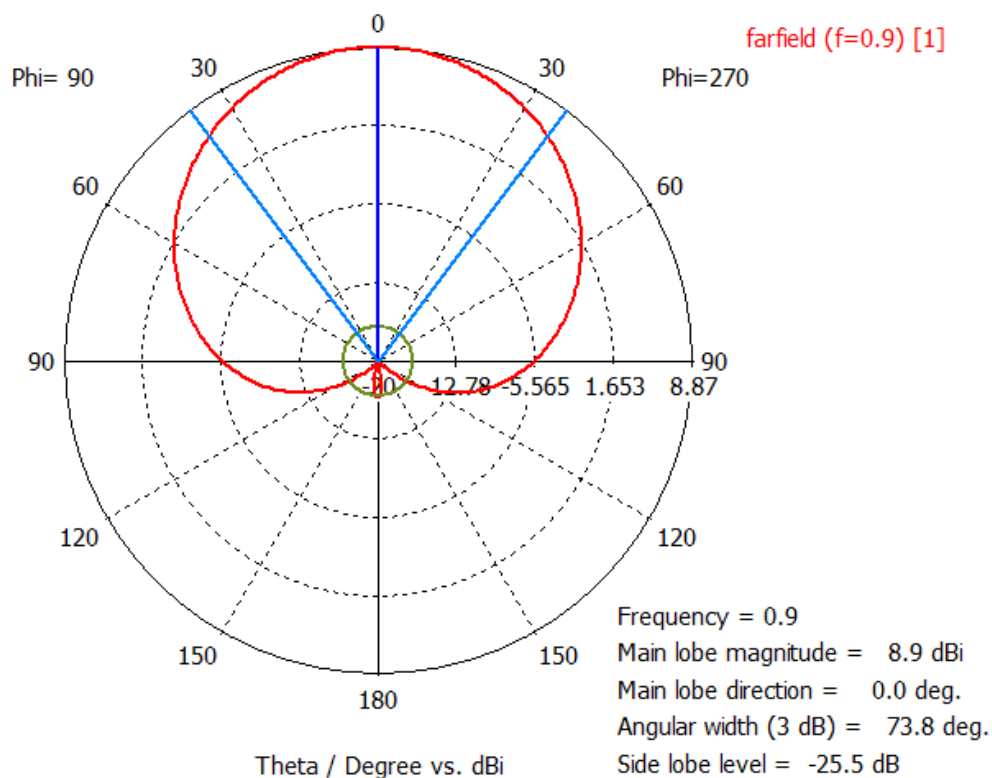


Figura 4.35 Diagrama de radiación en polares con $\phi = 90^\circ$ para $f = 900\text{MHz}$, puerto número 1 y el modelo 1

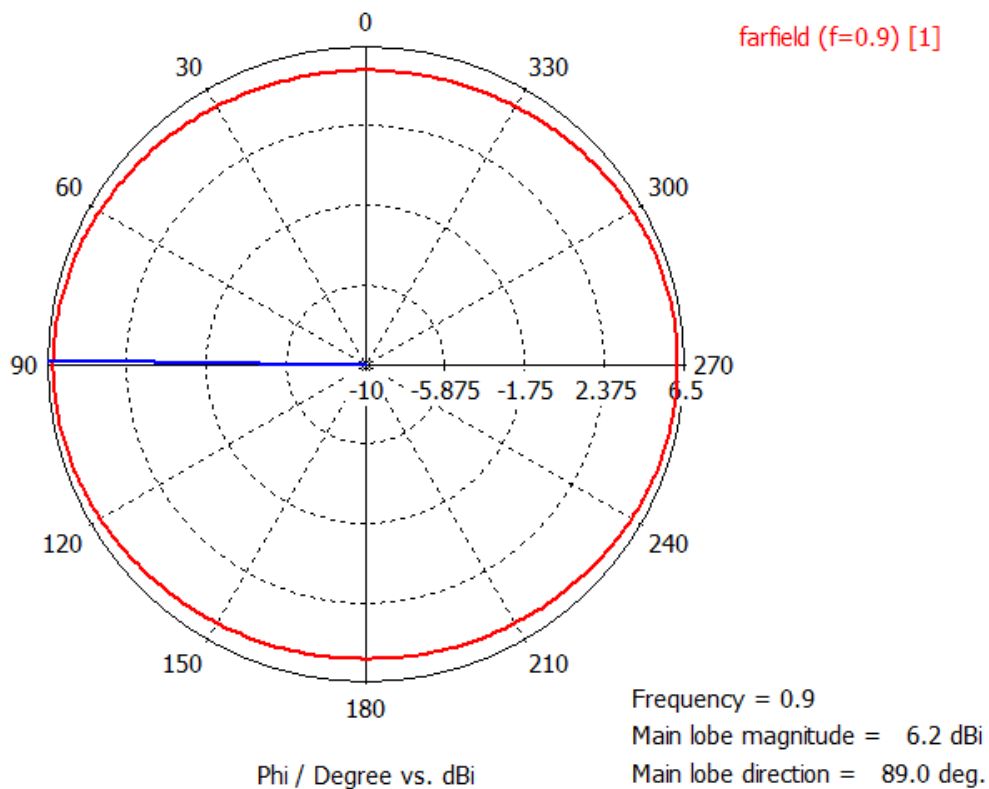
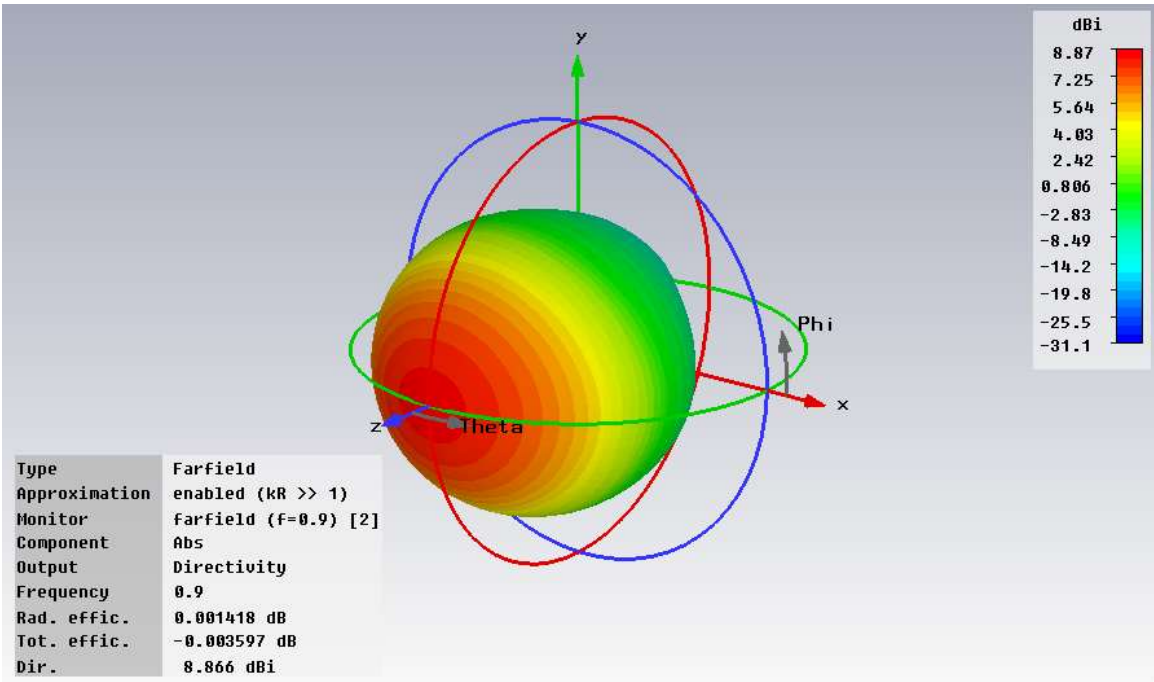
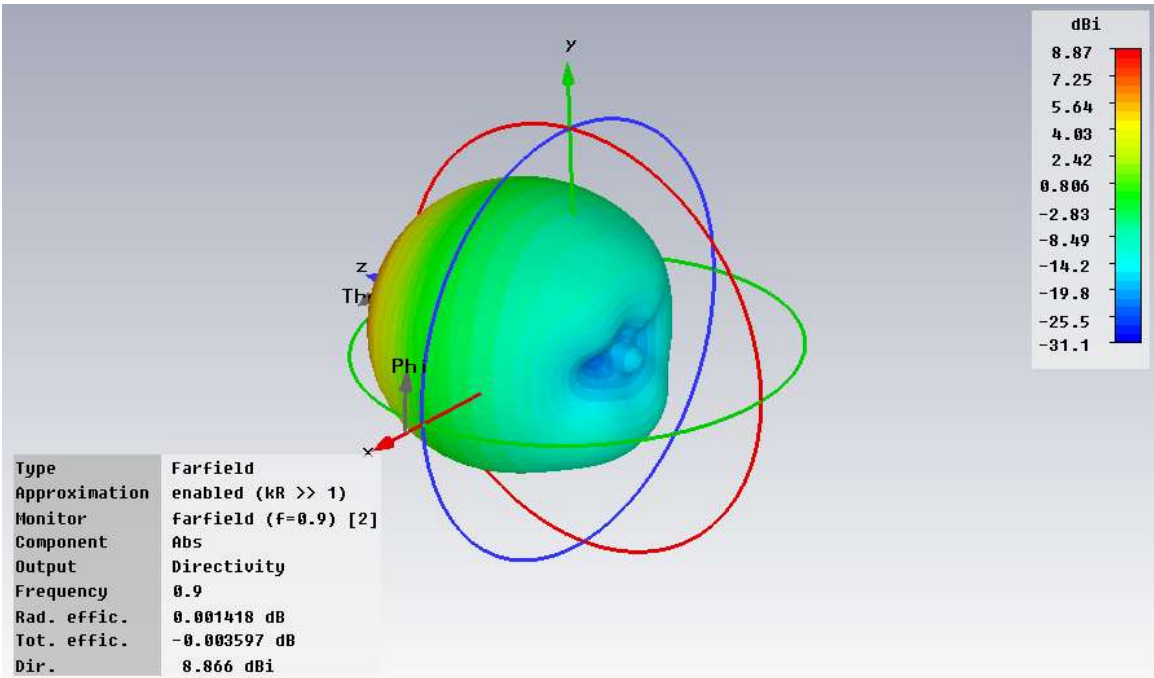


Figura 4.36 Diagrama de radiación en polares con $\theta = 35^\circ$ para $f = 900\text{MHz}$, puerto número 1 y el modelo 1



(a)



(b)

Figura 4.37 Diagrama de radiación en 3D (vista frontal (a) y trasera (b)) para $f = 900\text{MHz}$, puerto número 2 y el modelo 1

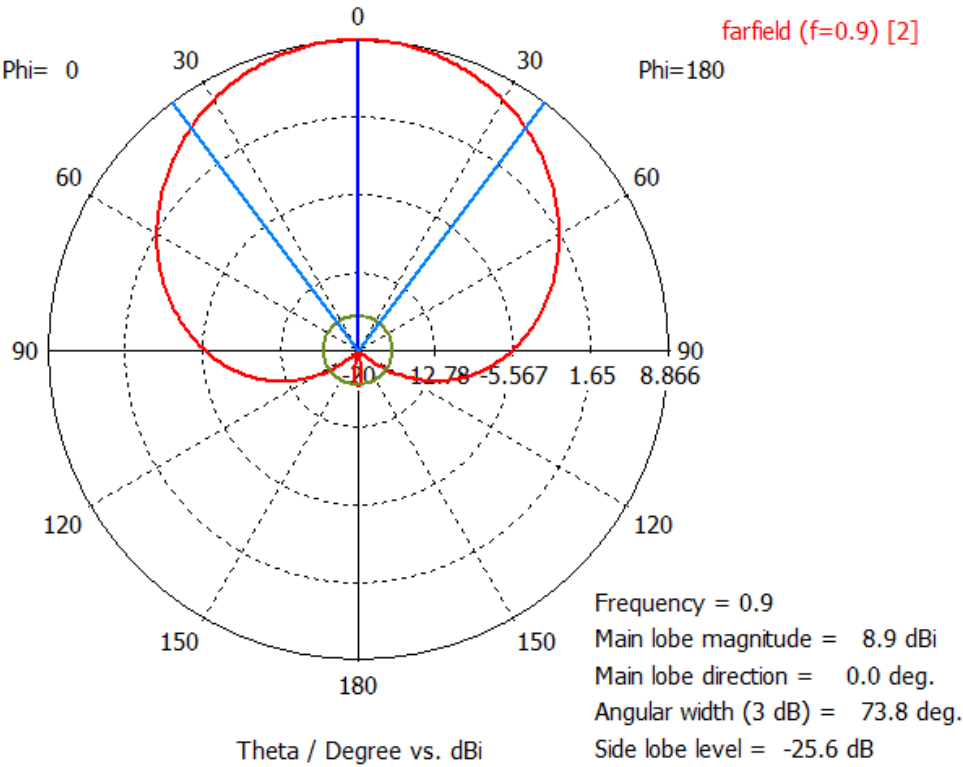


Figura 4.38 Diagrama de radiación en polares con $\phi = 0^\circ$ para $f = 900\text{MHz}$, puerto número 2 y el modelo 1

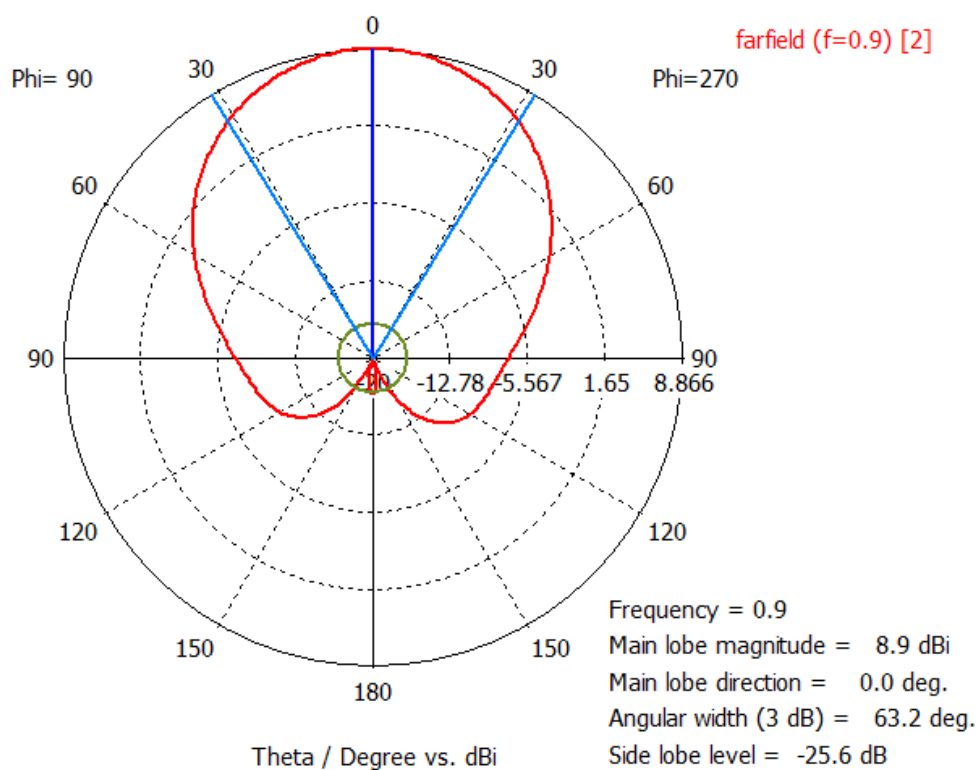


Figura 4.39 Diagrama de radiación en polares con $\phi = 90^\circ$ para $f = 900\text{MHz}$, puerto número 2 y el modelo 1

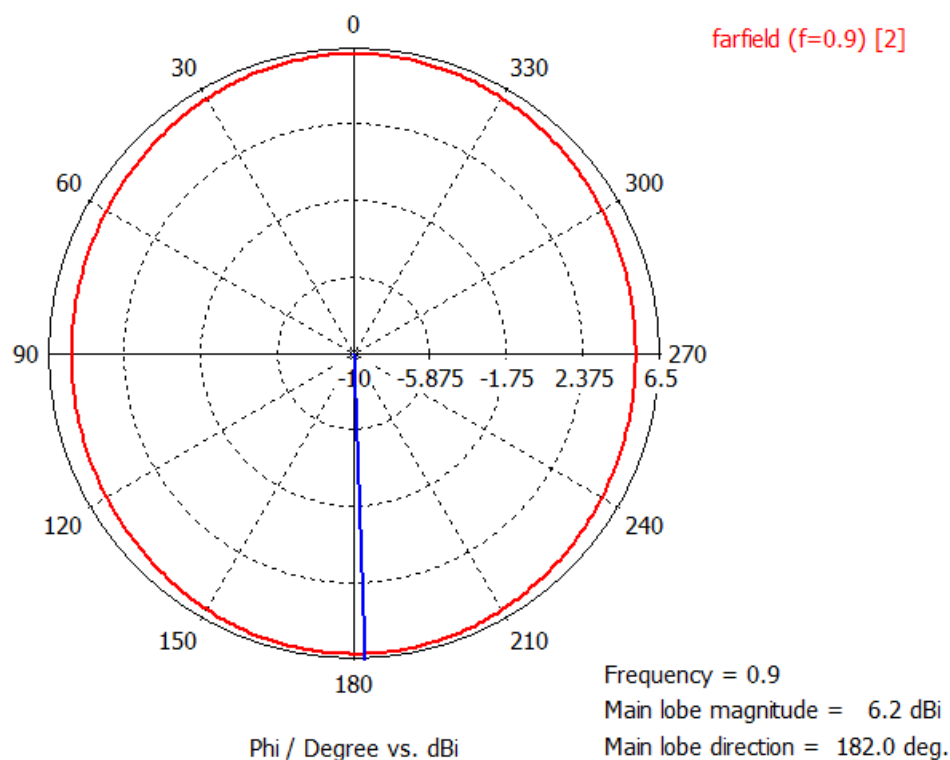
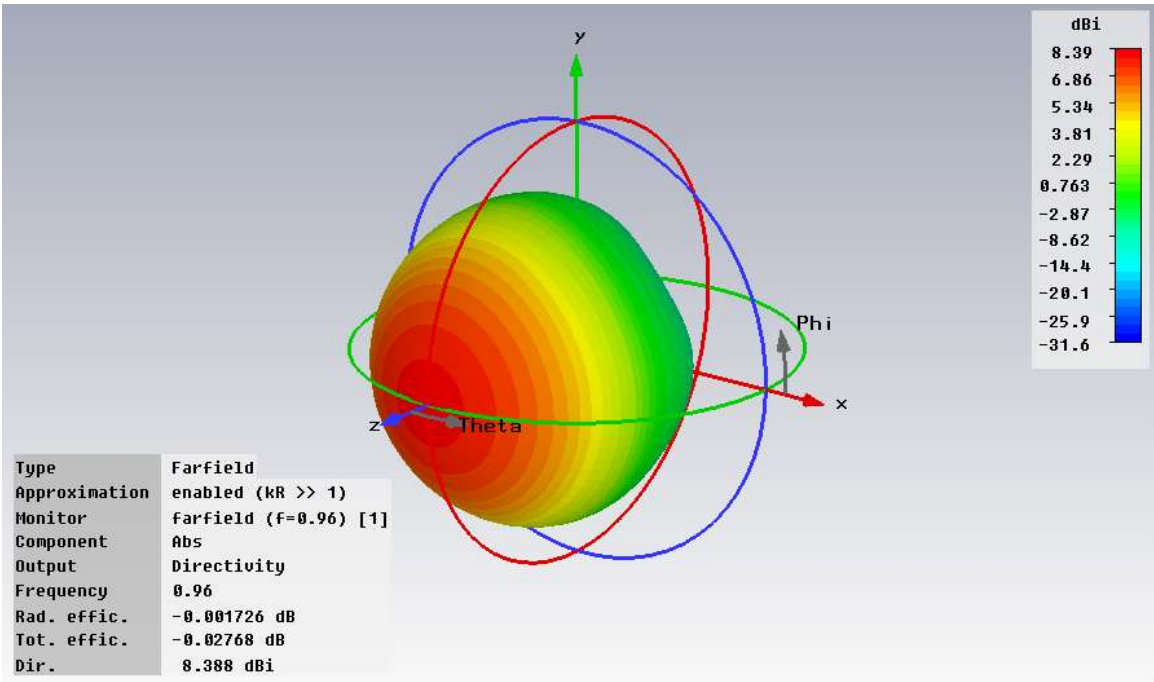
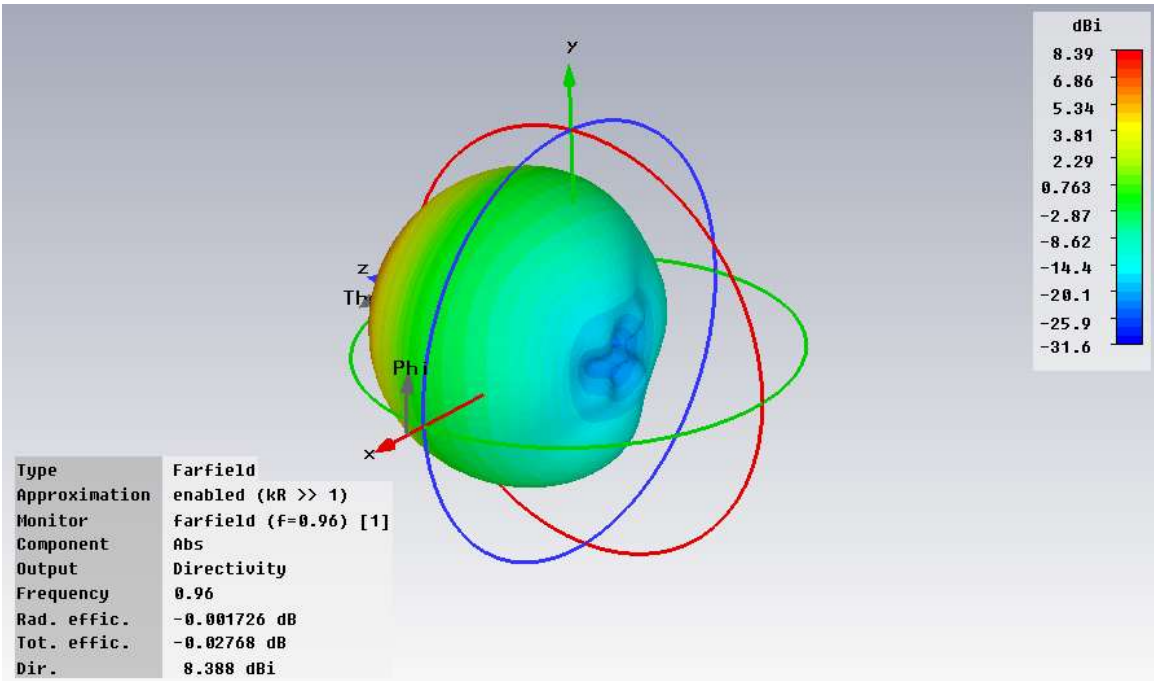


Figura 4.40 Diagrama de radiación en polares con $\theta = 35^\circ$ para $f = 900\text{MHz}$, puerto número 2 y el modelo 1



(a)



(b)

Figura 4.41 Diagrama de radiación en 3D (vista frontal (a) y trasera (b)) para $f = 960\text{MHz}$, puerto número 1 y el modelo 1

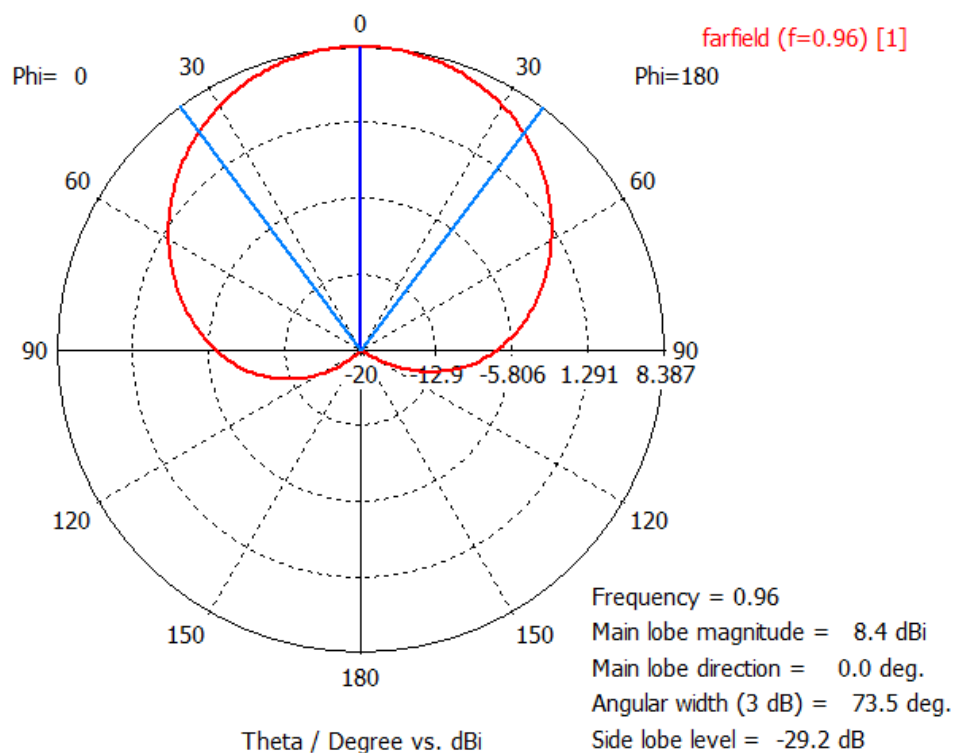


Figura 4.42 Diagrama de radiación en polares con $\phi = 0^\circ$ para $f = 960\text{MHz}$, puerto número 1 y el modelo 1

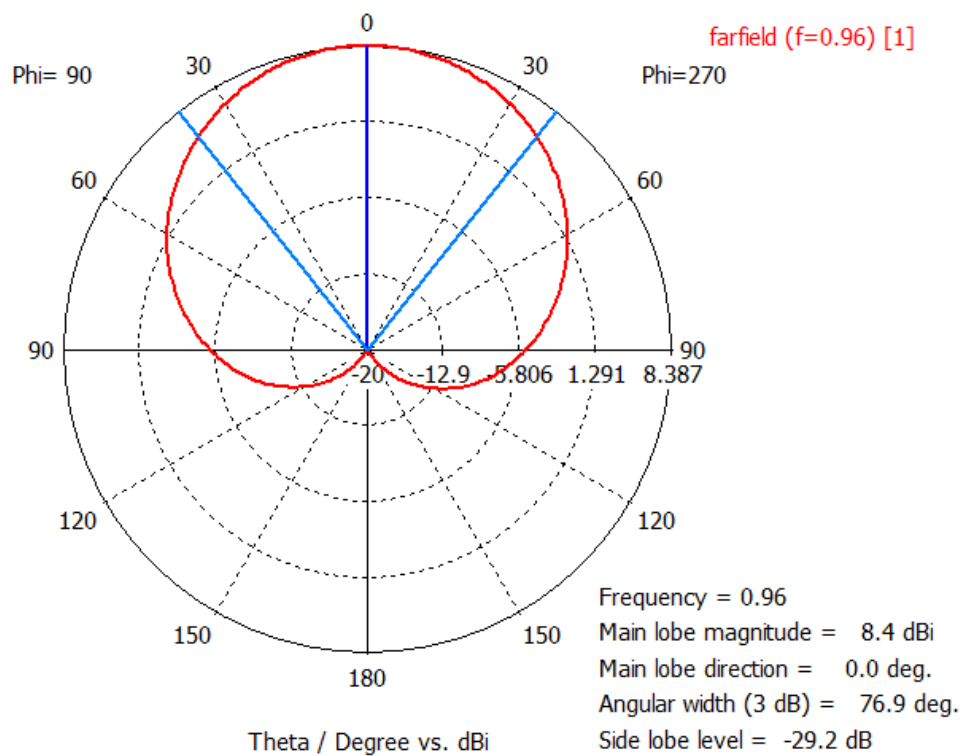


Figura 4.43 Diagrama de radiación en polares con $\phi = 90^\circ$ para $f = 960\text{MHz}$, puerto número 1 y el modelo 1

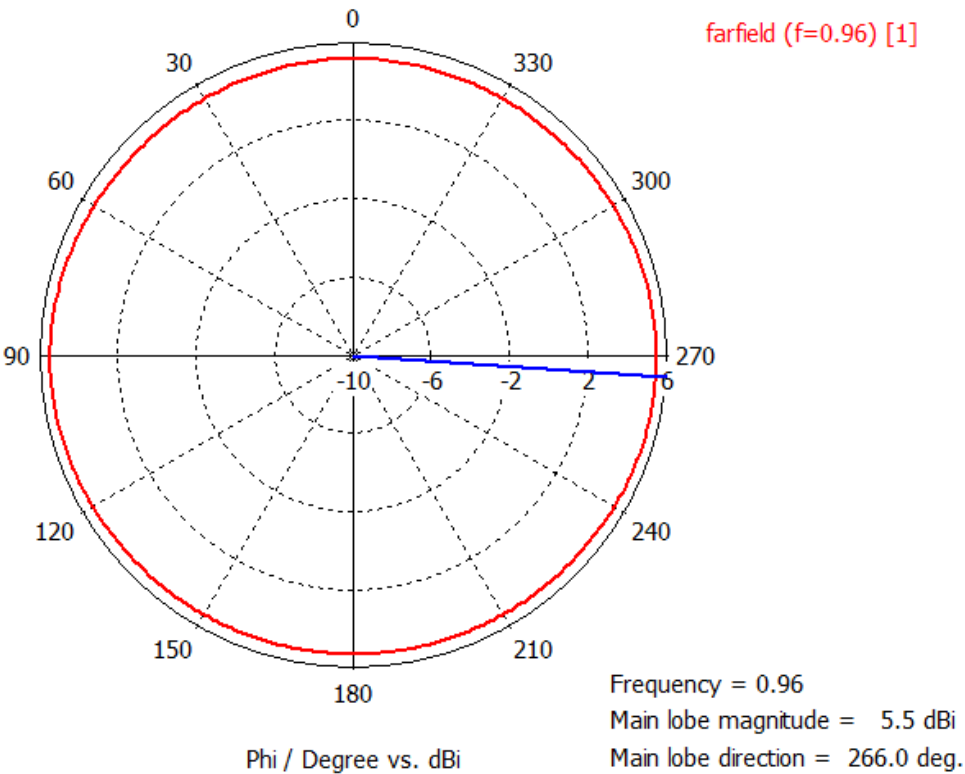
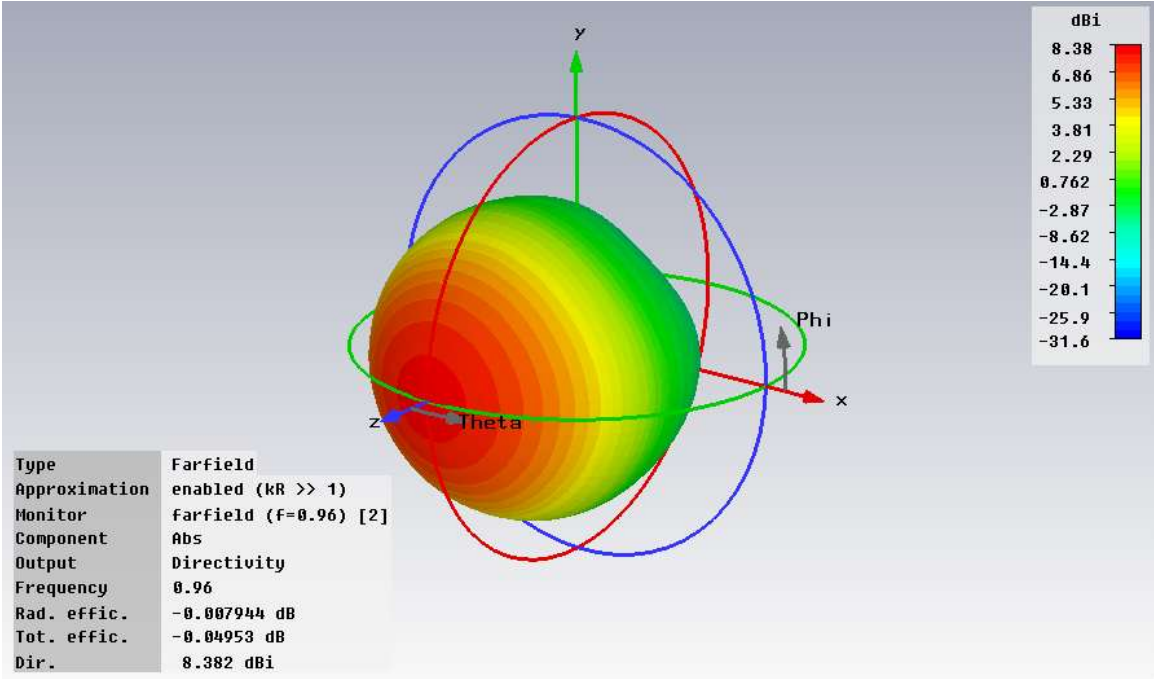
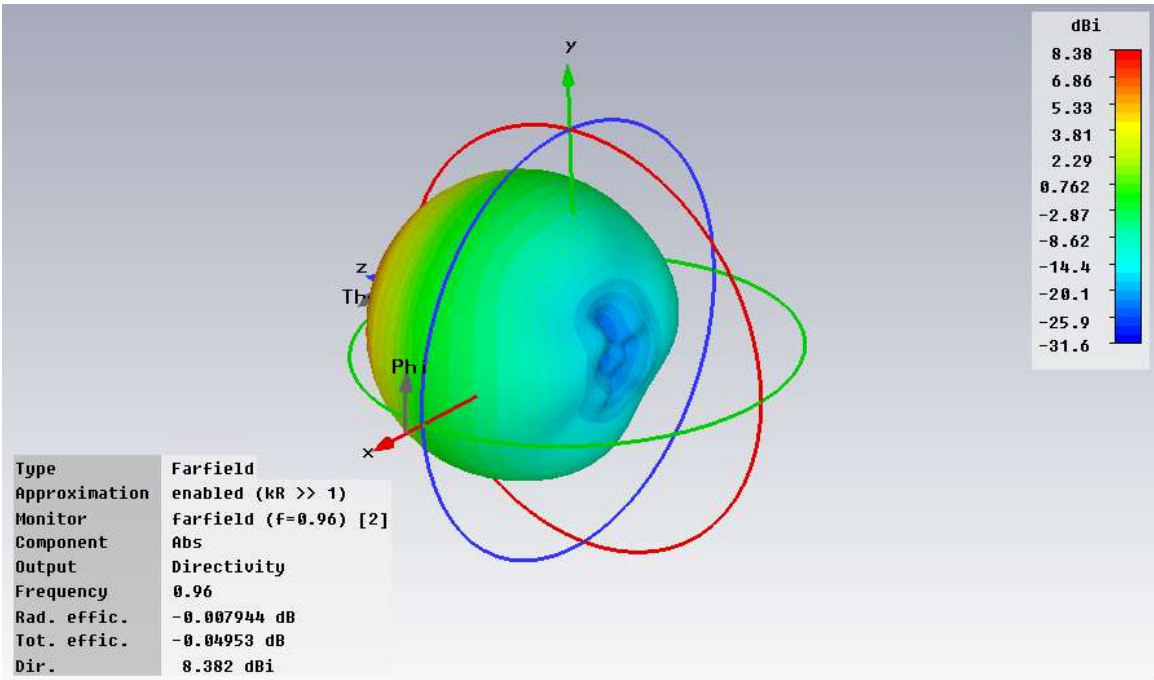


Figura 4.44 Diagrama de radiación en polares con theta = 38° para f = 960MHz, puerto número 1 y el modelo 1



(a)



(b)

Figura 4.45 Diagrama de radiación en 3D (vista frontal (a) y trasera (b)) para $f = 960\text{MHz}$, puerto número 2 y el modelo 1

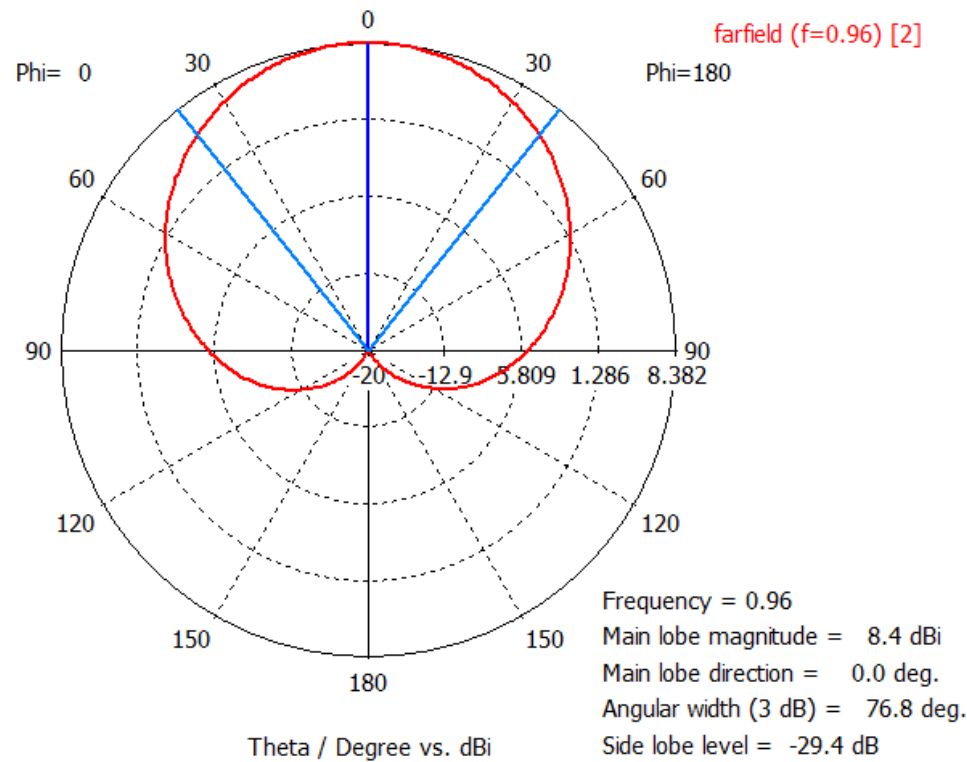


Figura 4.46 Diagrama de radiación en polares con $\phi = 0^\circ$ para $f = 960\text{MHz}$, puerto número 2 y el modelo 1

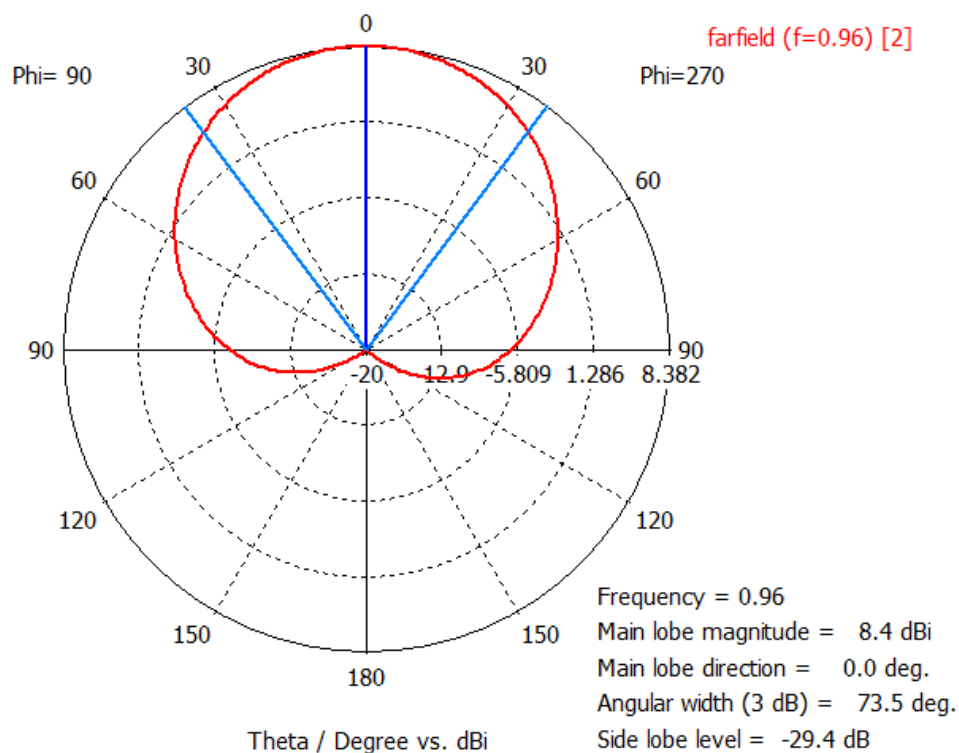


Figura 4.47 Diagrama de radiación en polares con $\phi = 90^\circ$ para $f = 960\text{MHz}$, puerto número 2 y el modelo 1

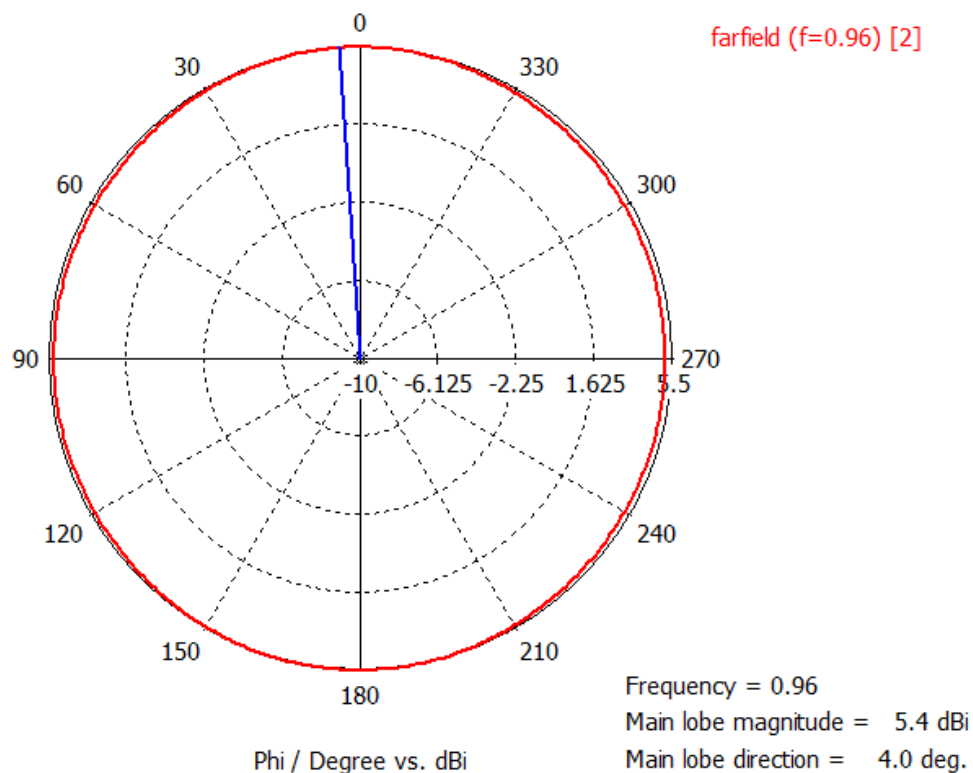


Figura 4.48 Diagrama de radiación en polares con $\theta = 38^\circ$ para $f = 960\text{MHz}$, puerto número 2 y el modelo 1

- Conclusiones

Una vez presentadas las simulaciones de este modelo se pasará a hacer un breve comentario de los resultados obtenidos.

Empezando por los parámetros S, mostrados en la figura 4.16, se puede ver cómo se han obtenido resultados muy atractivos. El aislamiento entre los puertos S12 y S21 permanece en todo el rango de frecuencias entre los -30 y -36 dB aproximadamente. Teniendo en cuenta que el dato usado en comunicaciones móviles para dicho aislamiento es de al menos -30 dB, se puede concluir que en este sentido hemos cumplido con nuestro objetivo.

En [19] se demuestra cómo es incluso posible bajar de este nivel con esta estructura en concreto, llegando a valores incluso inferiores a -40dB, pero en este caso no se ha conseguido alcanzar tales valores.

Si se pasa a hablar de la adaptación de la antena, o lo que es lo mismo, de los parámetros S11 y S22, puede verse que también se han obtenido buenos resultados. En este caso el nivel de adaptación obtenido es de -20dB para prácticamente toda la banda, excepto entre los 790MHz y 800Mhz donde es algo superior. Teniendo en cuenta que se suele considerar como nivel aceptable un máximo de -10dB, se puede afirmar que el comportamiento obtenido en este sentido es muy bueno generando muy pocas pérdidas por desadaptación.

En cuanto al diagrama de radiación se refiere, se ha obtenido lo que desde un principio se esperaba, y es un haz de tipo pincel. En este caso lo que va a ser más importante es el ancho de haz horizontal y la diferencia entre el lóbulo principal y los lóbulos traseros (relación entre la radiación delantera y trasera o F/B Ratio). El primero de ellos porque será el ancho de haz que tendrá en array que se construya con estas antenas (el vertical dependerá del propio array), y el segundo porque se va a estar limitado aproximadamente a un nivel de 20dB en el F/B Ratio (lóbulo principal 20dB mayor que el lóbulo trasero).

En este tipo de antenas se suelen buscar anchos de haz en el plano horizontal de entre 60 y 80° normalmente. En el caso expuesto, para el puerto 1 se obtiene un ancho de haz mas o menos constante de unos 63°~65°, excepto en el ultimo rango de frecuencias donde aumenta ligeramente hasta unos 73°. Sin embargo para el puerto 2 se obtiene un ancho de aproximadamente constante de 76°. Analizando dichos valores, vemos que todos están dentro de lo buscado por lo que se darán también por buenos.

Finalmente queda por analizar la radiación trasera. En este caso observando las figuras vemos que tenemos un valor constante de entre -18 dB y -23dB, por lo que en algunos casos se puede ir un poco justo en este aspecto. Existen varias formas para solucionar este problema, una de ellas seria encajonar el parche dentro de una caja metálica abierta por la parte delantera, impidiendo de esta manera que salga radiación hacia la parte trasera. Otra solución posible, y más conveniente en este caso, sería aumentar el plano de masa. En esta antena en particular, el plano de masa viene fijado por la longitud de las líneas de alimentación, por ello, habría que aumentar una distancia de $\lambda/2$ para que dicho incremento de distancia no surtiera ningún efecto en el funcionamiento de las líneas. Más adelante, cuando se presente el array, se verá que no es

necesario este incremento, ya que el plano de masa del array será mucho mayor que el de la antena individual.

Finalmente, también se puede comentar algo acerca de la ganancia de nuestra antena. En este caso, se mantiene constante entre los 8.5dB y 9dB aproximadamente, que por otro lado es lo que cabía esperar en una antena construida con parches.

Una vez se han analizado los resultados y se han estudiado los aspectos más relevantes de la simulación de este modelo, se puede concluir que parece ser un buen candidato para la construcción de un array que cumpla con todas las características buscadas. Dicho array se presentará en apartados posteriores.

4.2.2.2 Modelo 2.

Esta antena trabaja en las frecuencias comprendidas entre 790 y 960 MHz y usa el sustrato Arlon 25N.

Los materiales utilizados son los del apartado 4.2.2 y las medidas obtenidas son las siguientes:

Parámetro	Medida (mm)
Wa	330
Wu	100
hu	25
Wl	115
hl	11
Sla	31
Sll	70
Sw	10
Slb	5.8
Swa	1.85
Swb	1.12
ls	109
lin	67
stw	8.2
stp	11
ss	41
lp	7.5
lp'	3.5
ha	15
ld	188
wd	8

Tabla 4.2 Medidas del Modelo 2

A continuación se presentan las simulaciones obtenidas en el programa CST Studio Suite con dichas medidas sobre el modelo de estudio, para más tarde pasar a comentar dichos resultados.

- Parámetros S

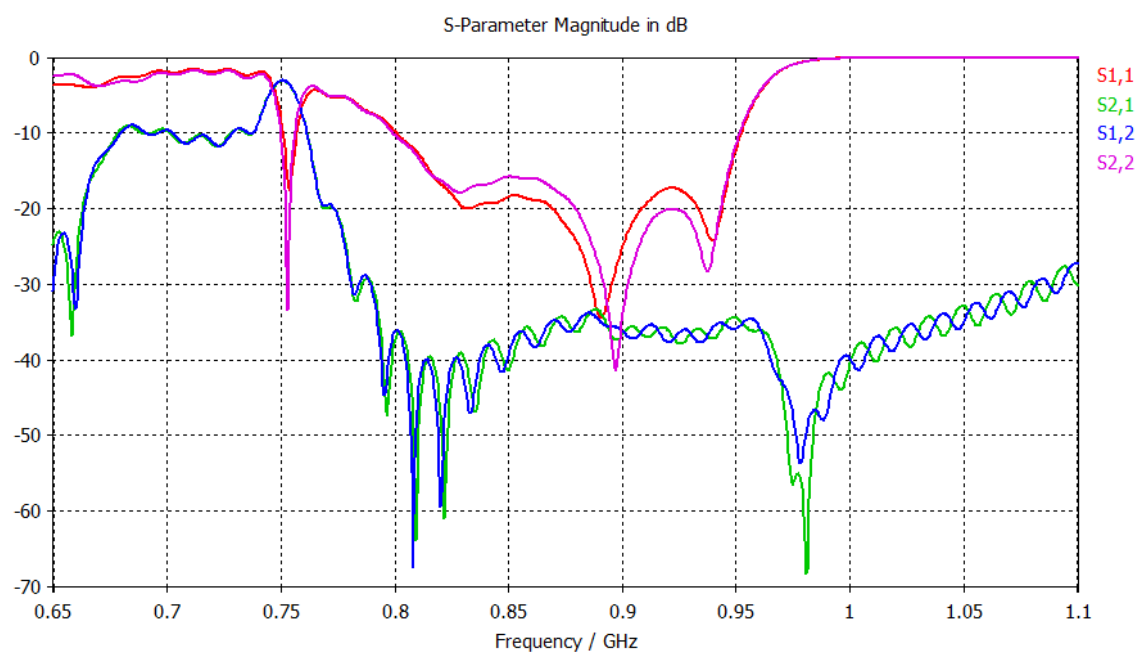
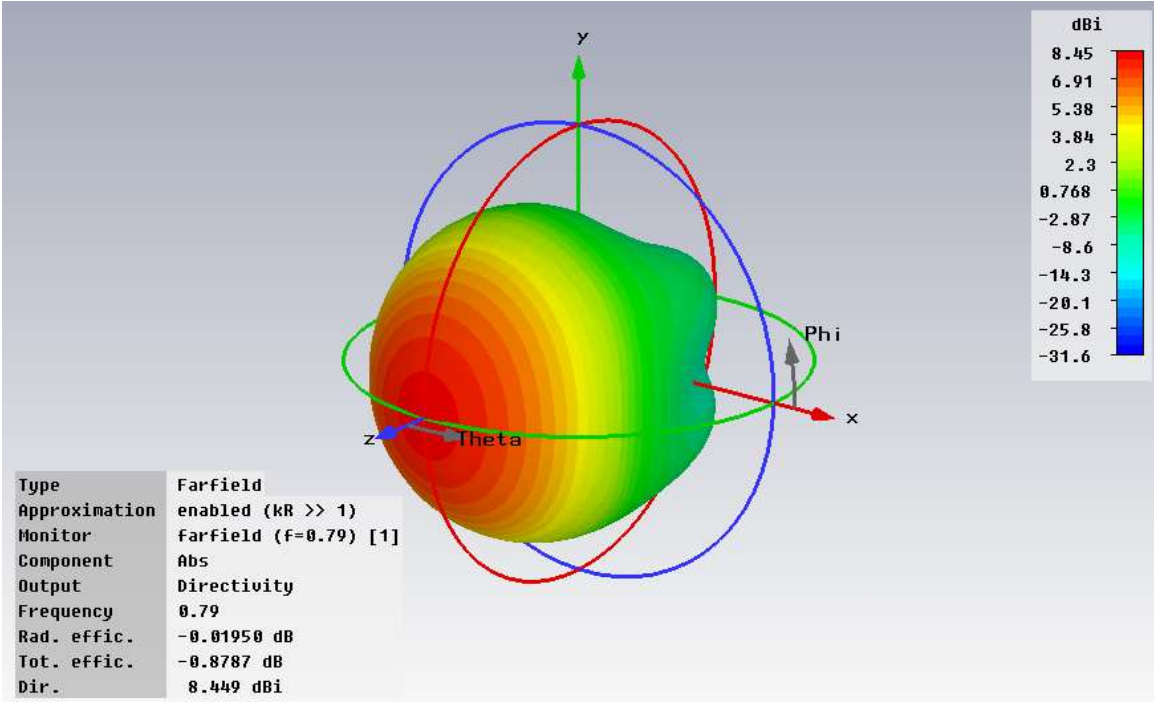
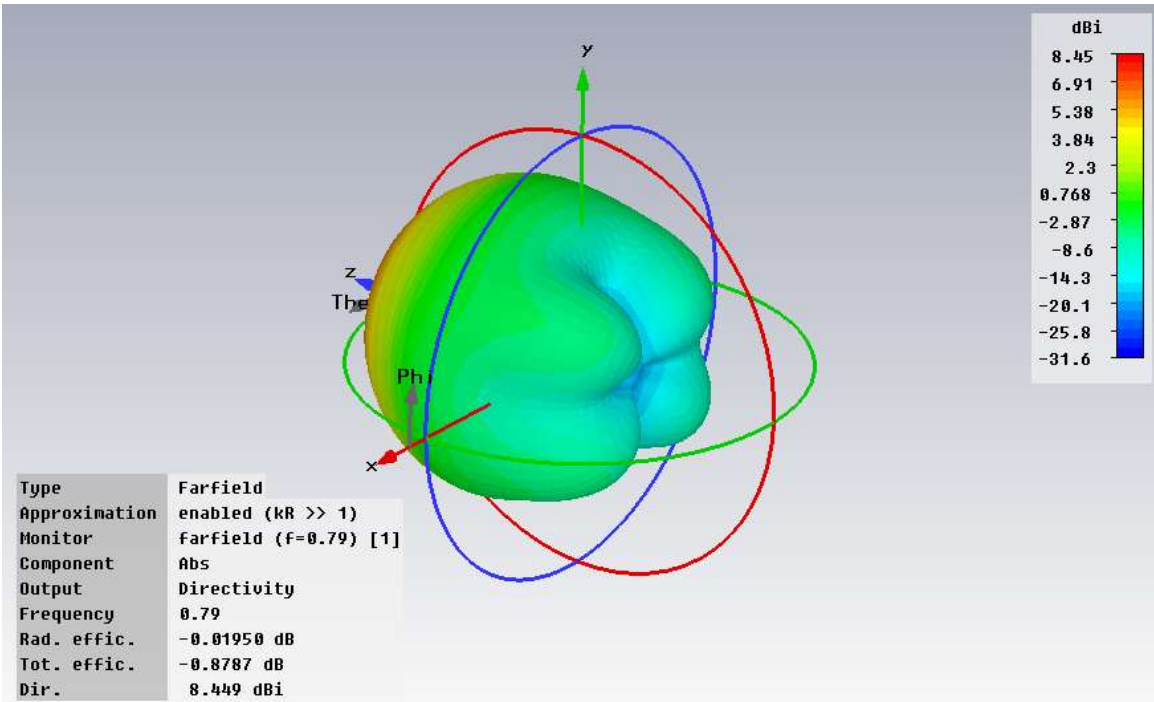


Figura 4.49 Parámetros S del modelo 2

- Diagrama de radiación



(a)



(b)

Figura 4.50 Diagrama de radiación en 3D (vista frontal (a) y trasera (b)) para $f = 790\text{MHz}$, puerto número 1 y el modelo 2

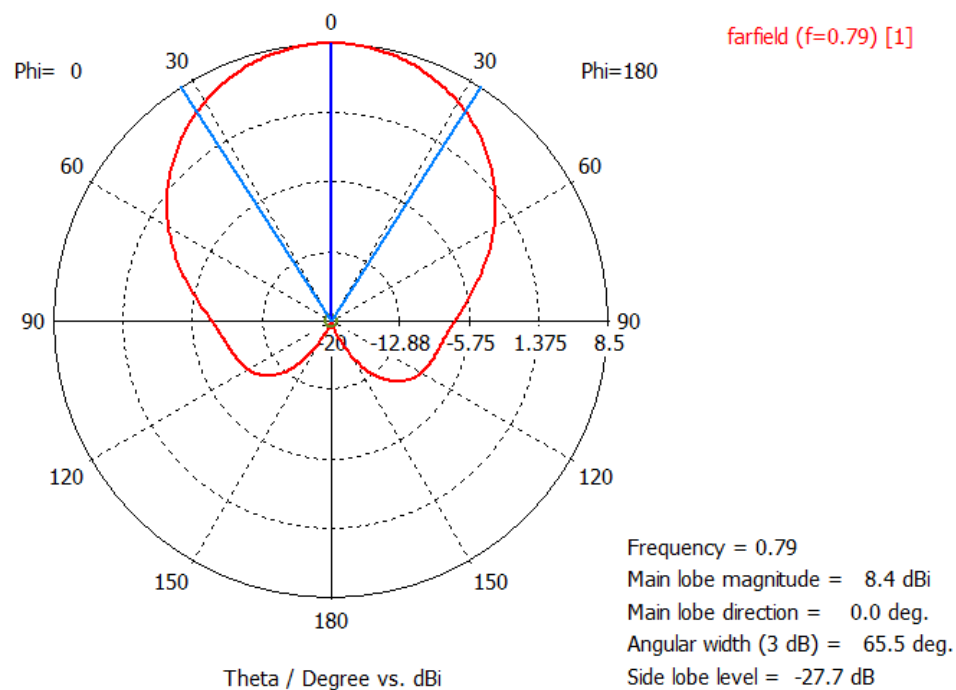


Figura 4.51 Diagrama de radiación en polares con $\phi = 0^\circ$ para $f = 790\text{MHz}$, puerto número 1 y el modelo 2

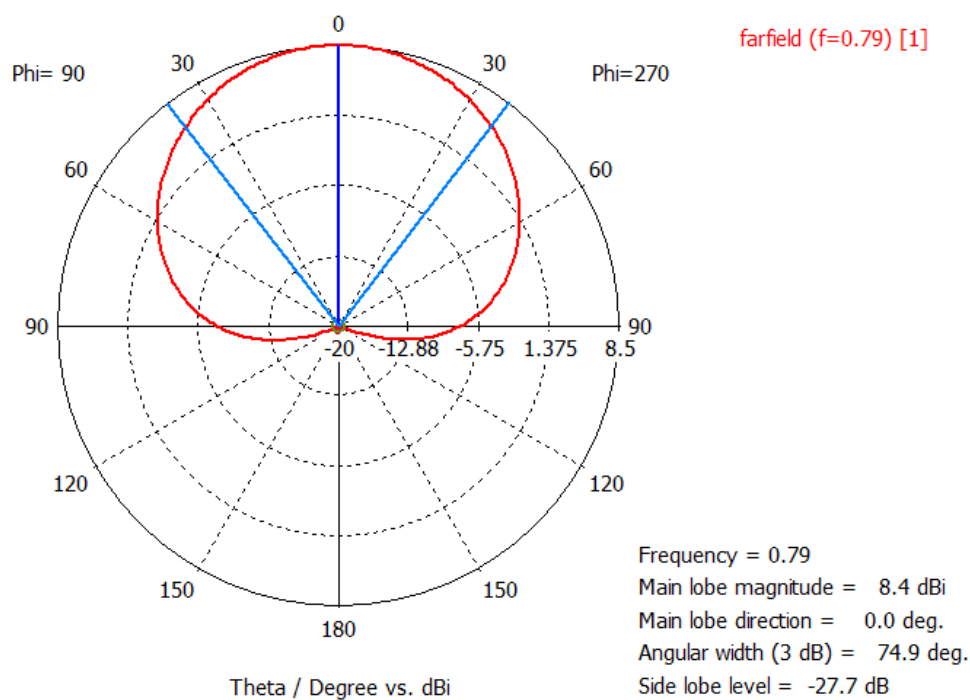


Figura 4.52 Diagrama de radiación en polares con $\phi = 90^\circ$ para $f = 790\text{MHz}$, puerto número 1 y el modelo 2

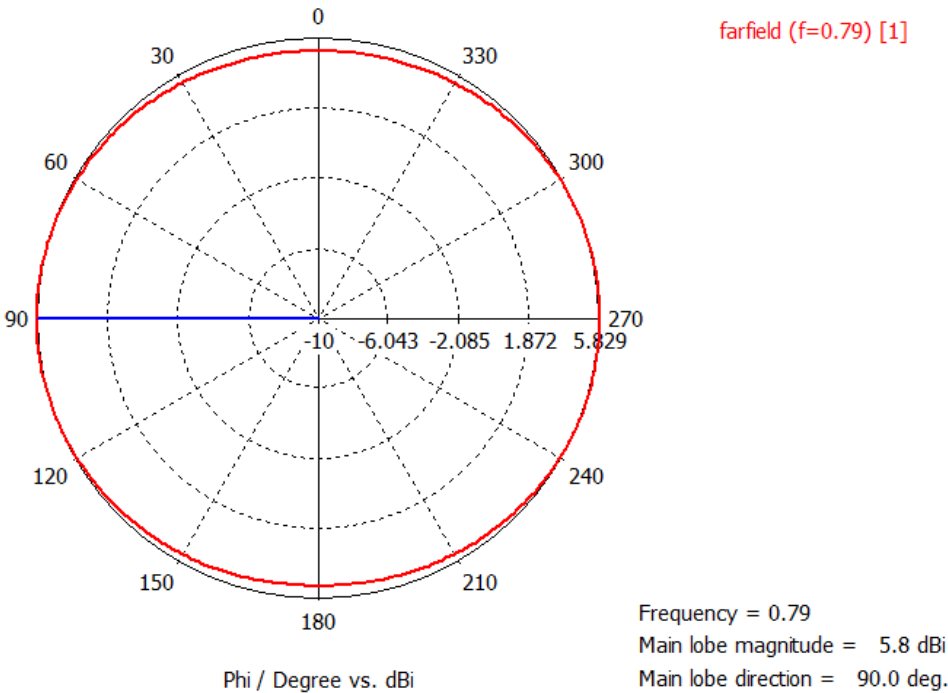
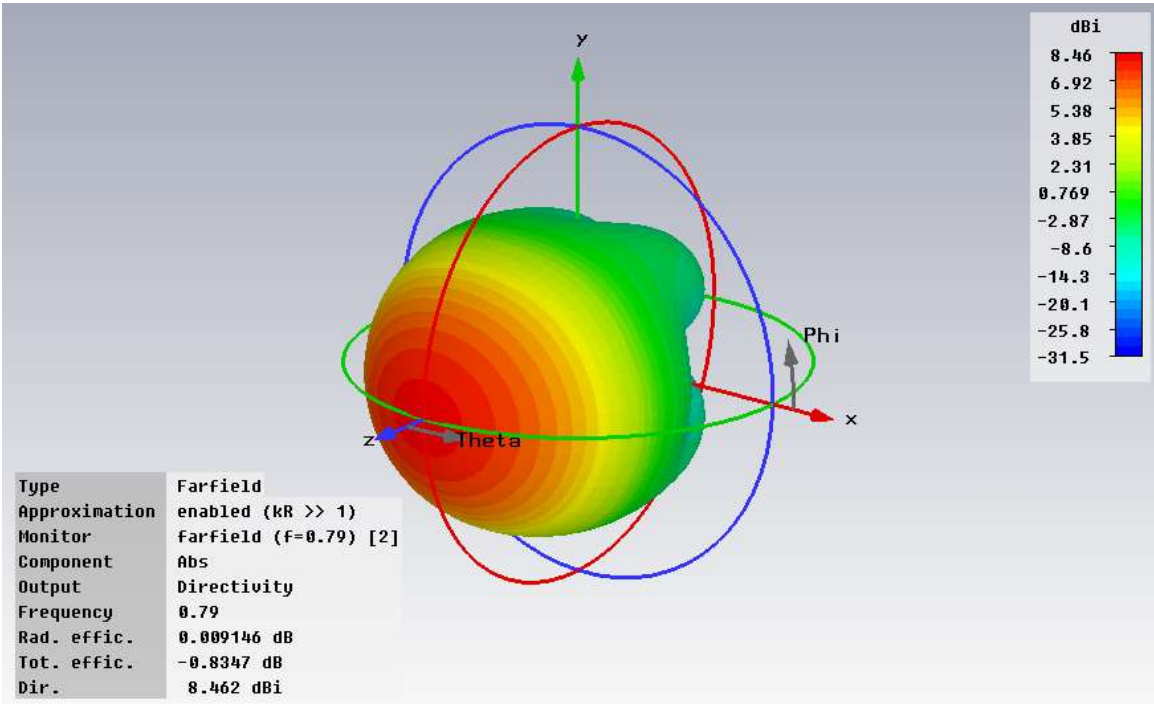
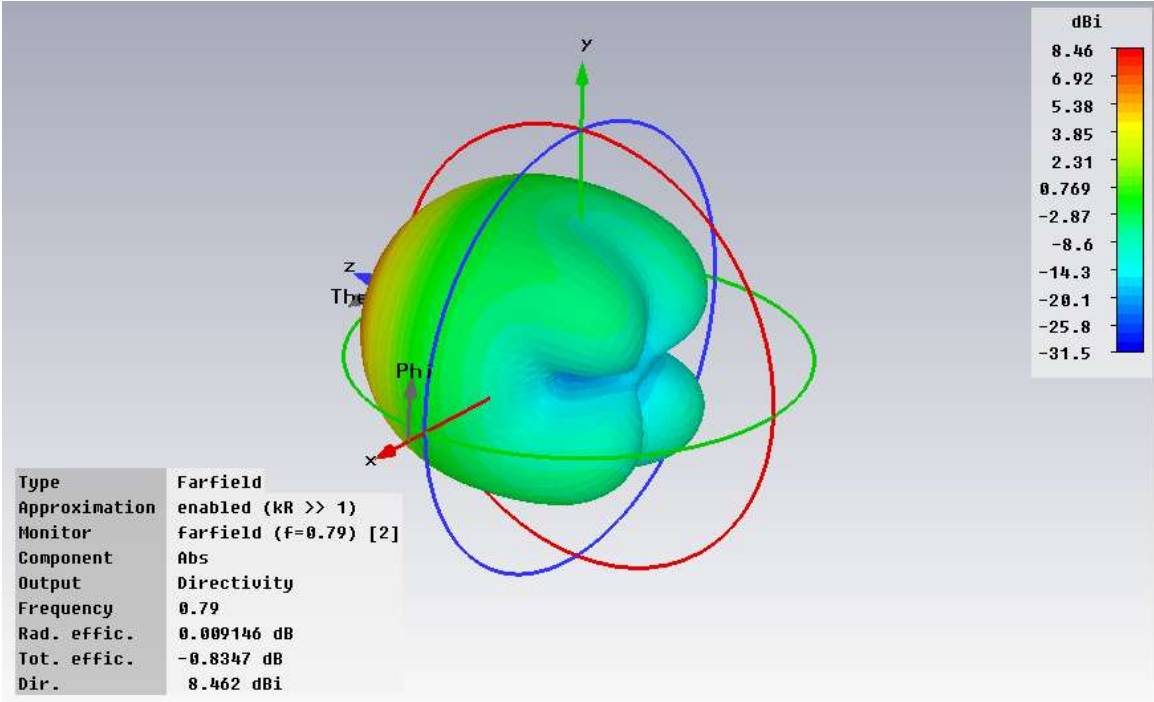


Figura 4.53 Diagrama de radiación en polares con theta = 35° para f = 790MHz, puerto número 1 y el modelo 2



(a)



(b)

Figura 4.54 Diagrama de radiación en 3D (vista frontal (a) y trasera (b)) para $f = 790\text{MHz}$, puerto número 2 y el modelo 2

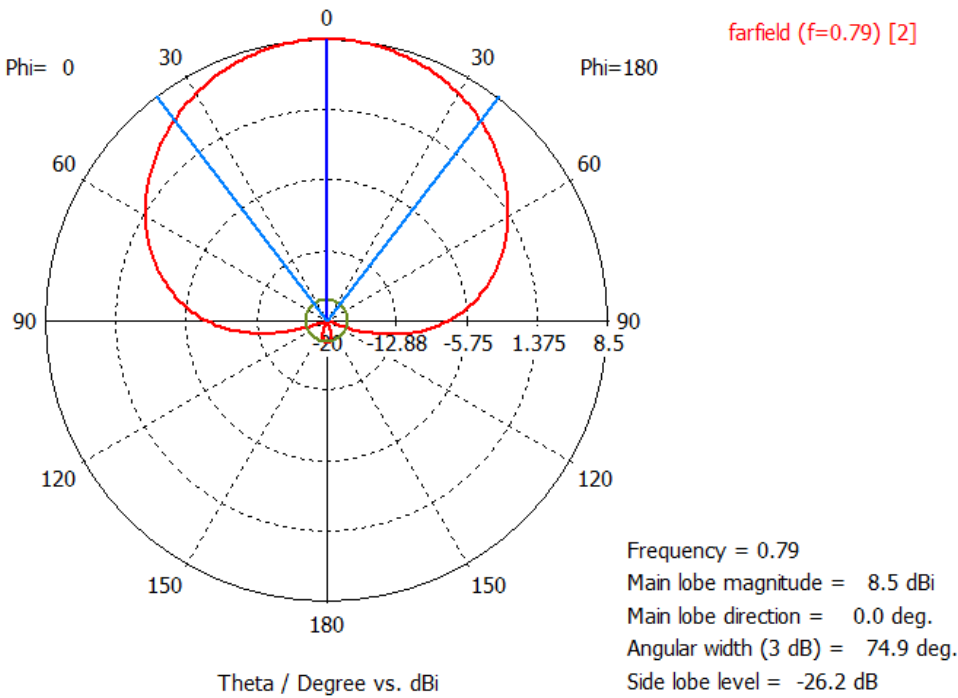


Figura 4.55 Diagrama de radiación en polares con $\phi = 0^\circ$ para $f = 790\text{MHz}$, puerto número 2 y el modelo 2

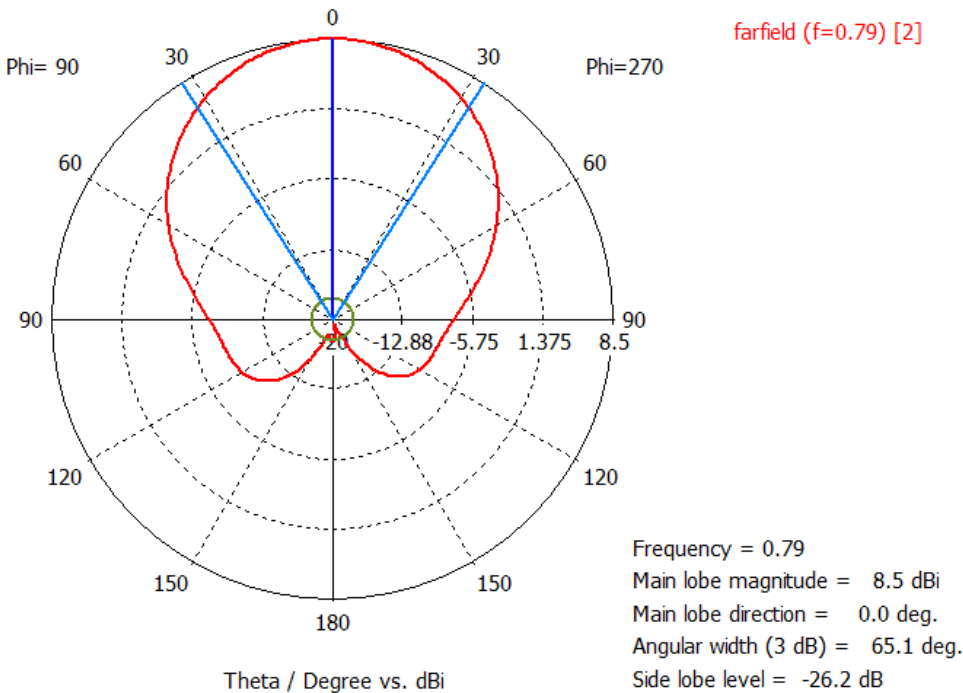


Figura 4.56 Diagrama de radiación en polares con $\phi = 90^\circ$ para $f = 790\text{MHz}$, puerto número 2 y el modelo 2

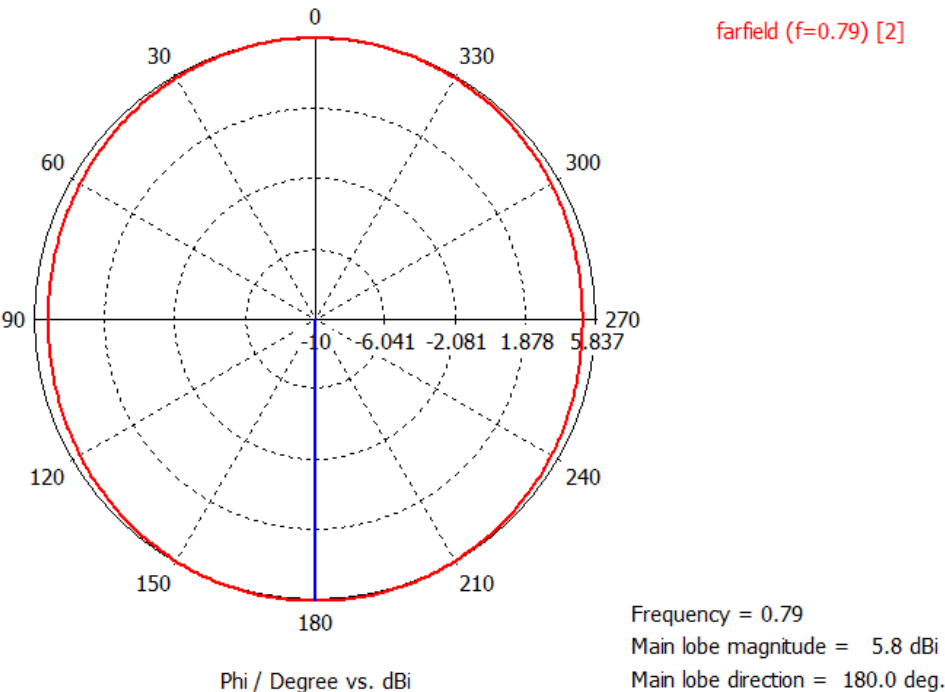
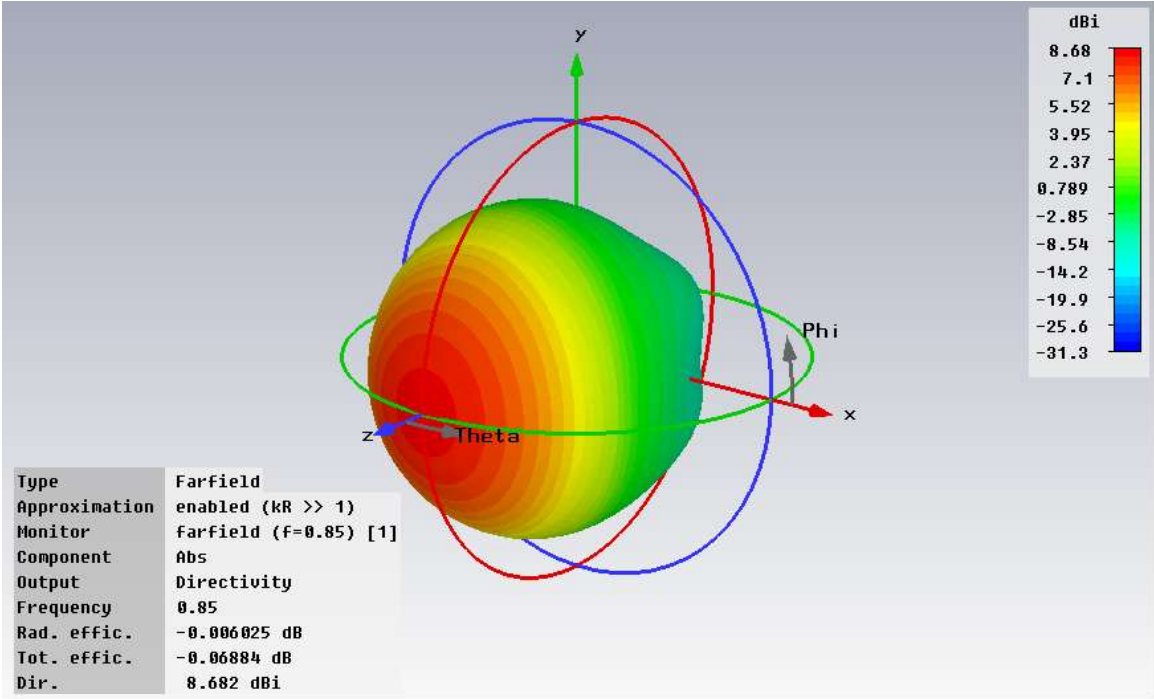
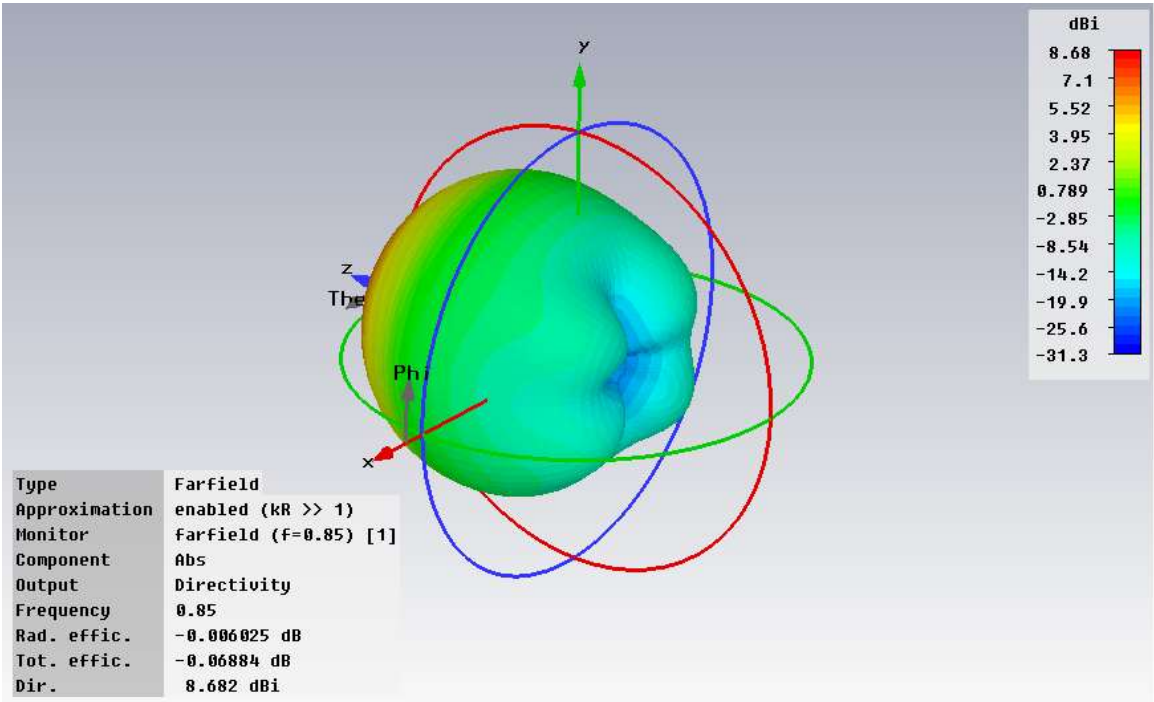


Figura 4.57 Diagrama de radiación en polares con $\theta = 35^\circ$ para $f = 790\text{MHz}$, puerto número 2 y el modelo 2



(a)



(b)

Figura 4.58 Diagrama de radiación en 3D (vista frontal (a) y trasera (b)) para $f = 850\text{MHz}$, puerto número 1 y el modelo 2

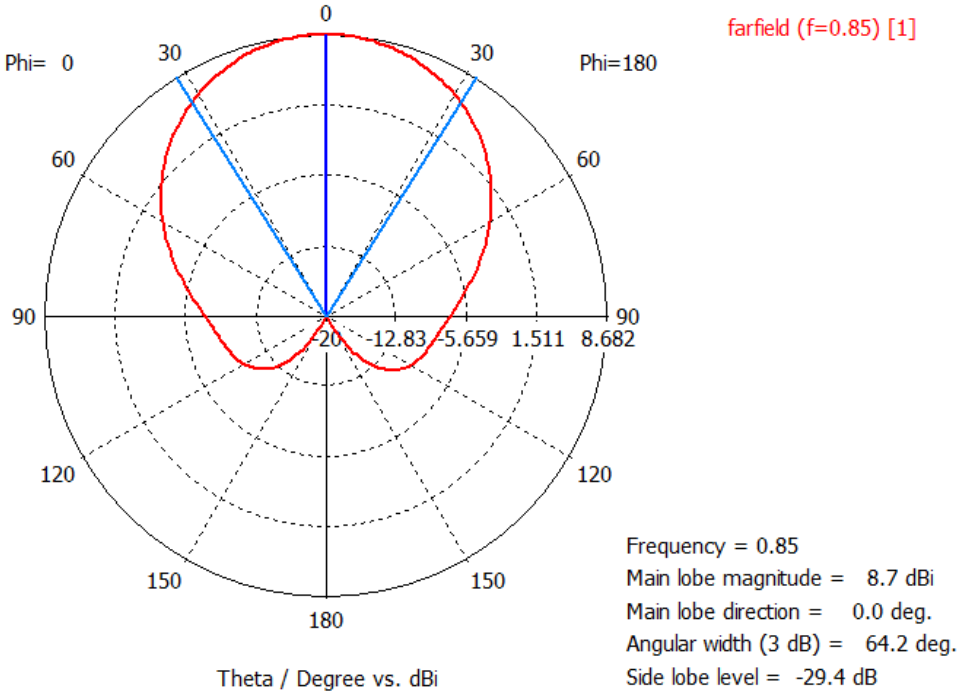


Figura 4.59 Diagrama de radiación en polares con $\phi = 0^\circ$ para $f = 850\text{MHz}$, puerto número 1 y el modelo 2

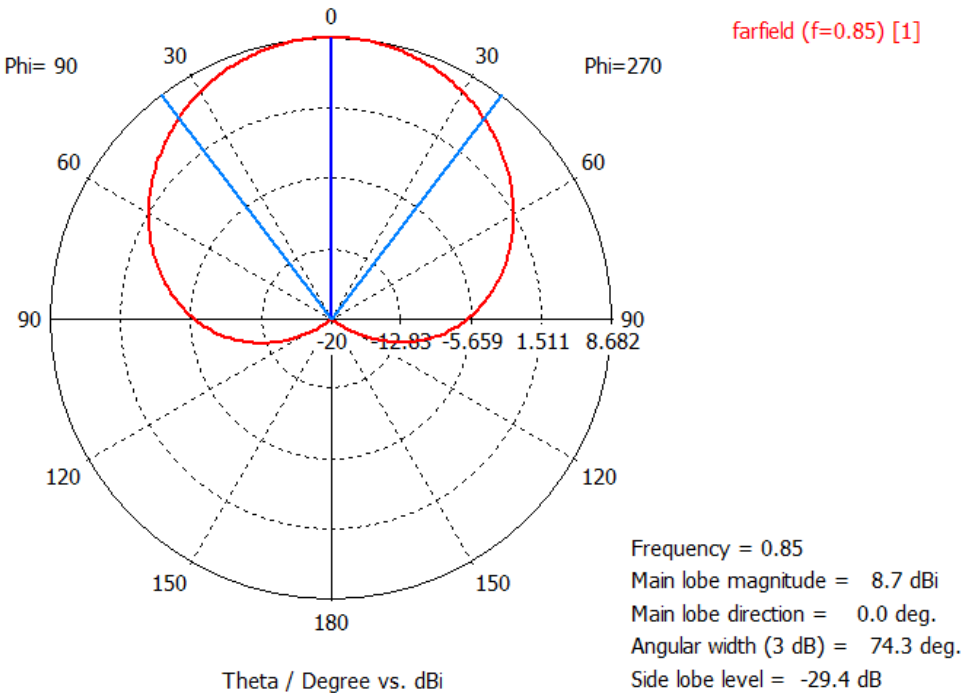


Figura 4.60 Diagrama de radiación en polares con $\phi = 90^\circ$ para $f = 850\text{MHz}$, puerto número 1 y el modelo 2

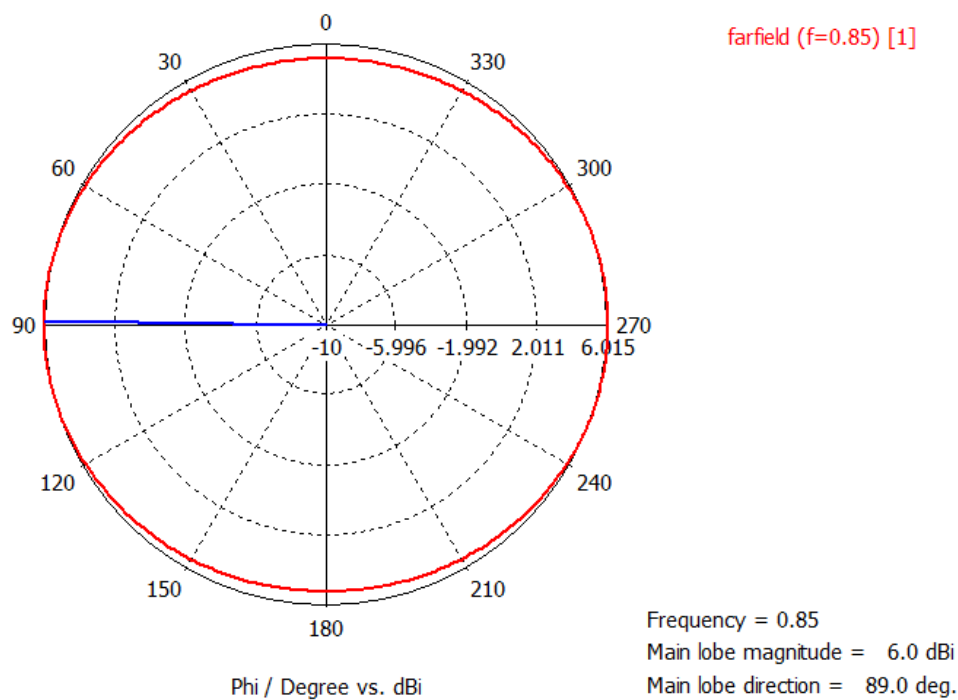
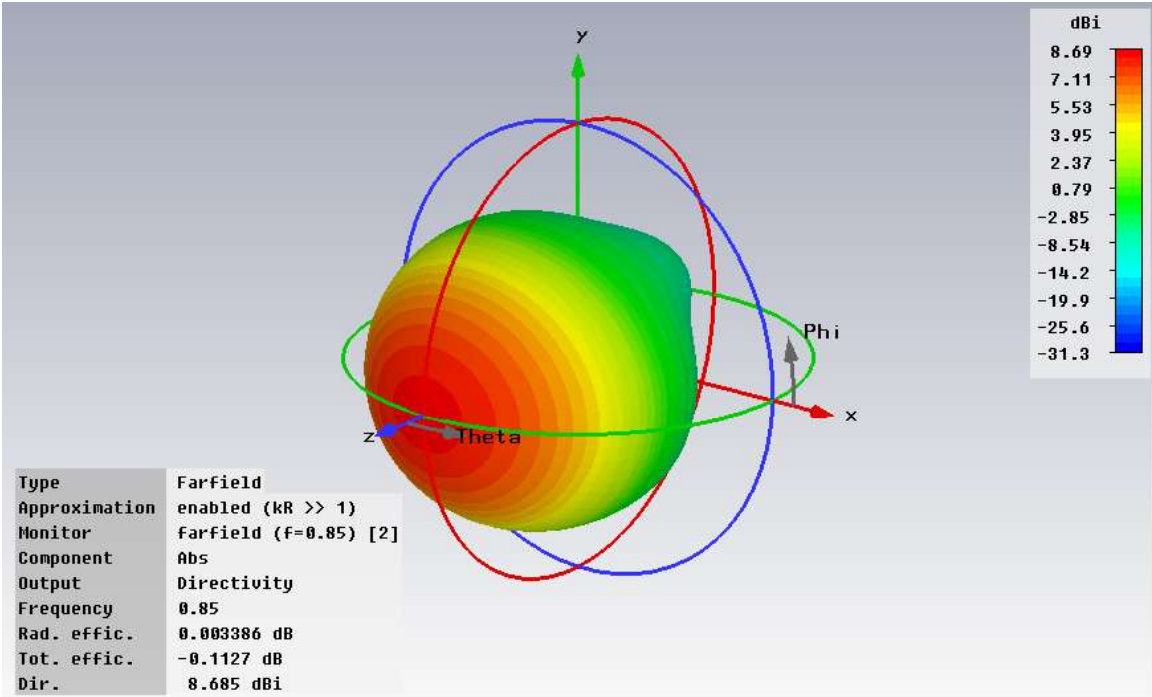
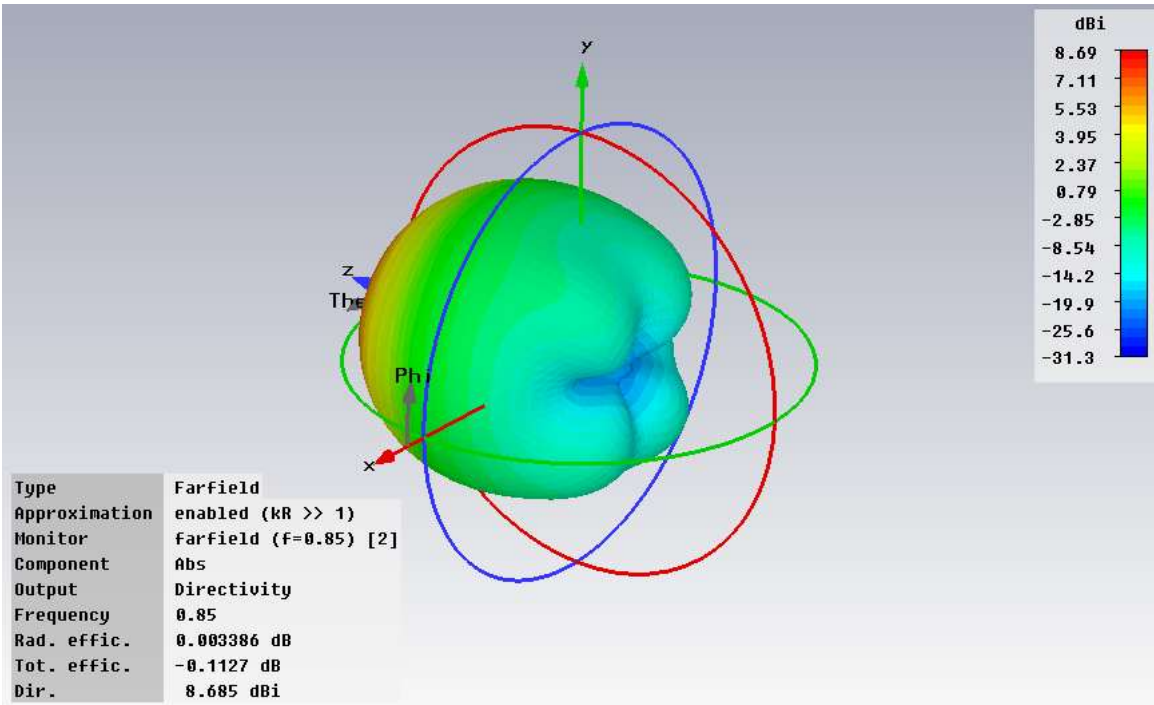


Figura 4.61 Diagrama de radiación en polares con theta = 35° para f = 850MHz, puerto número 1 y el modelo 2



(a)



(b)

Figura 4.62 Diagrama de radiación en 3D (vista frontal (a) y trasera (b)) para $f = 850\text{MHz}$, puerto número 2 y el modelo 2

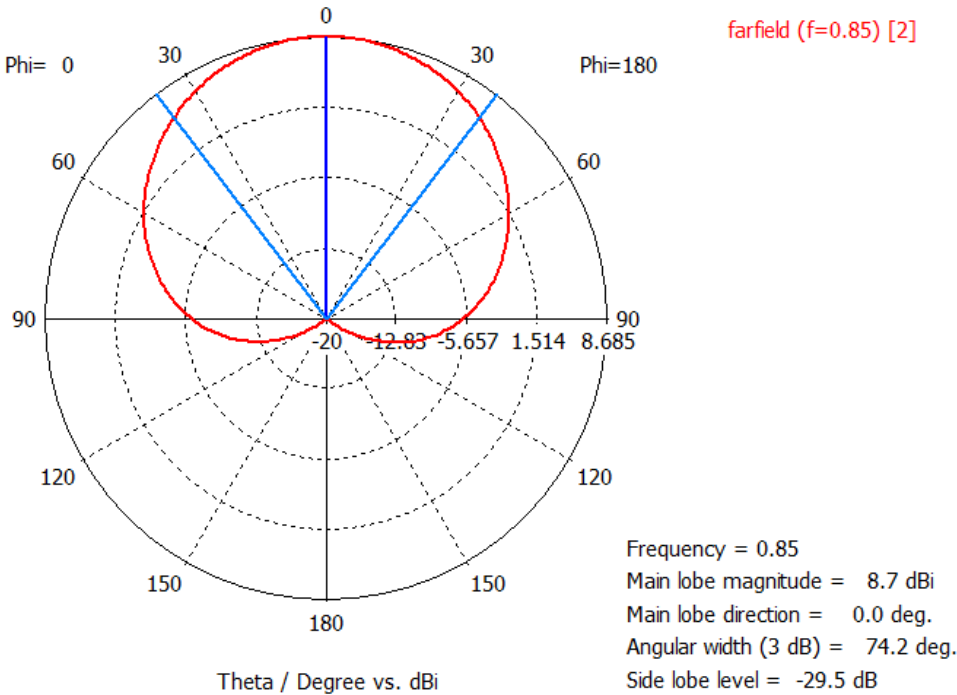


Figura 4.63 Diagrama de radiación en polares con $\phi = 0^\circ$ para $f = 850\text{MHz}$, puerto número 2 y el modelo 2

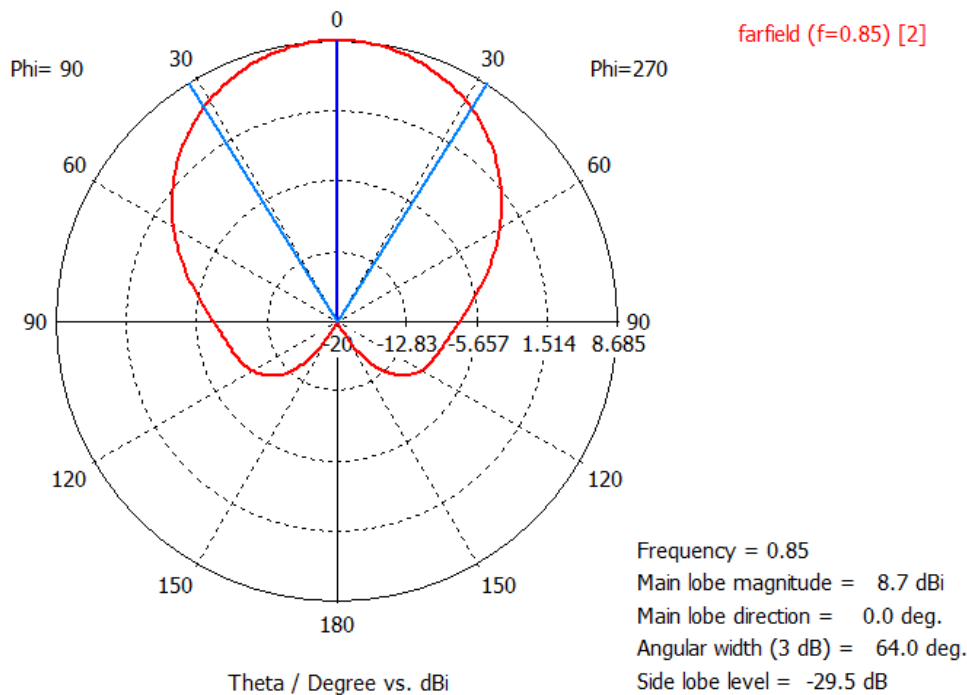


Figura 4.64 Diagrama de radiación en polares con $\phi = 90^\circ$ para $f = 850\text{MHz}$, puerto número 2 y el modelo 2

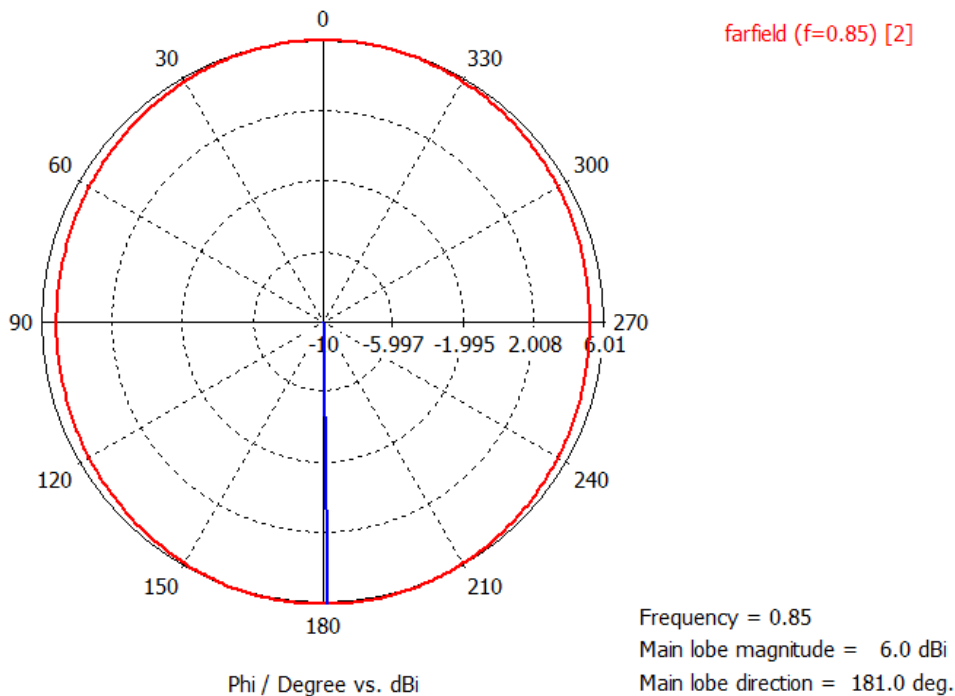
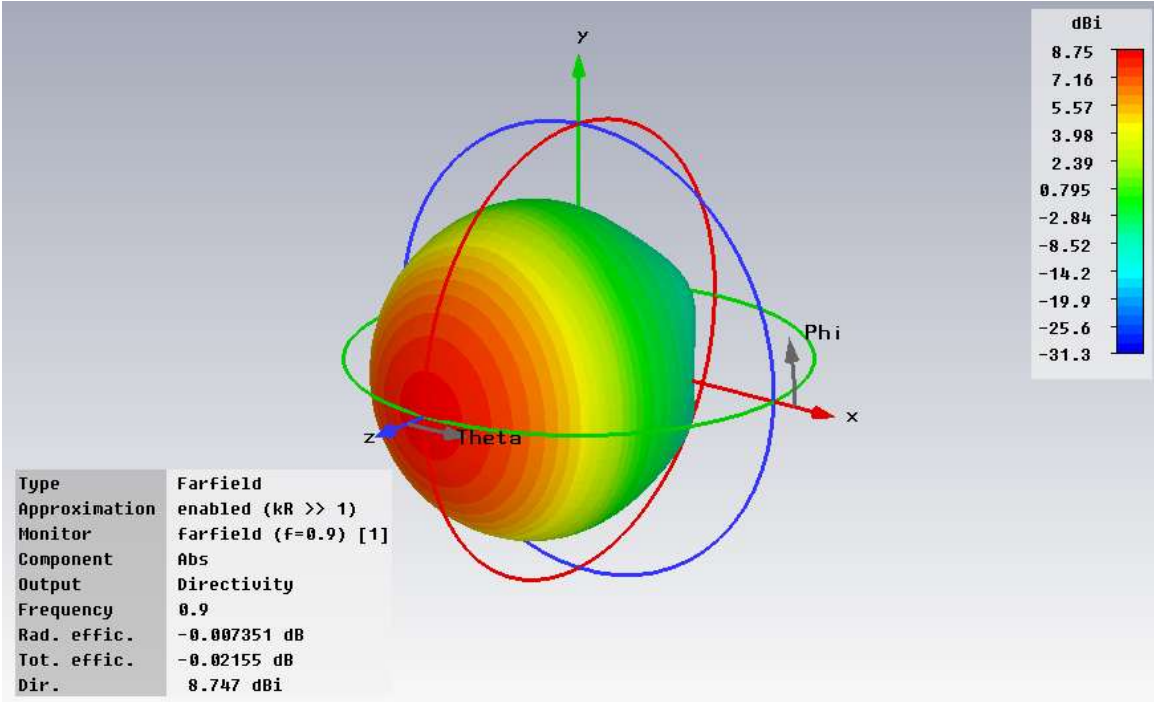
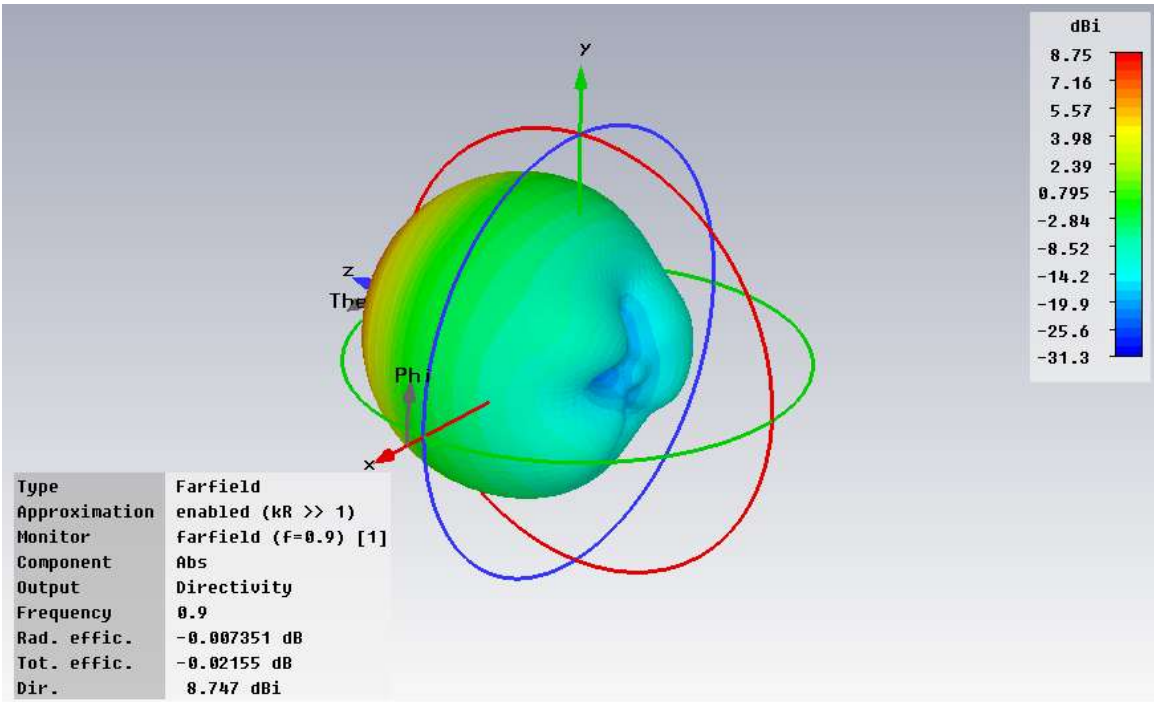


Figura 4.65 Diagrama de radiación en polares con $\theta = 35^\circ$ para $f = 850\text{MHz}$, puerto número 2 y el modelo 2



(a)



(b)

Figura 4.66 Diagrama de radiación en 3D (vista frontal (a) y trasera (b)) para $f = 900\text{MHz}$, puerto número 1 y el modelo 2

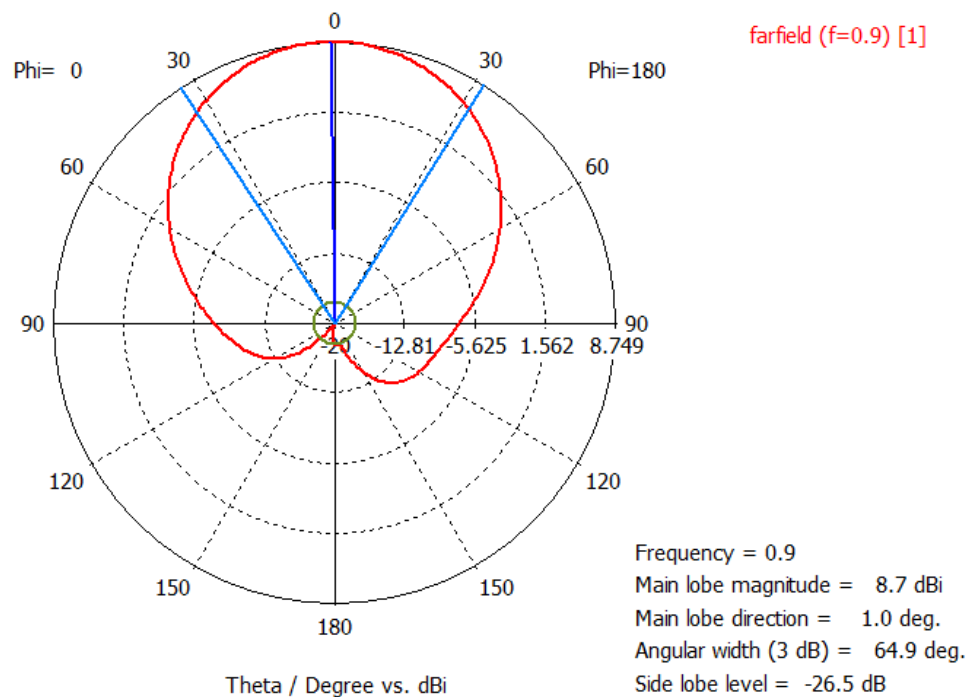


Figura 4.67 Diagrama de radiación en polares con $\phi = 0^\circ$ para $f = 900\text{MHz}$, puerto número 1 y el modelo 2

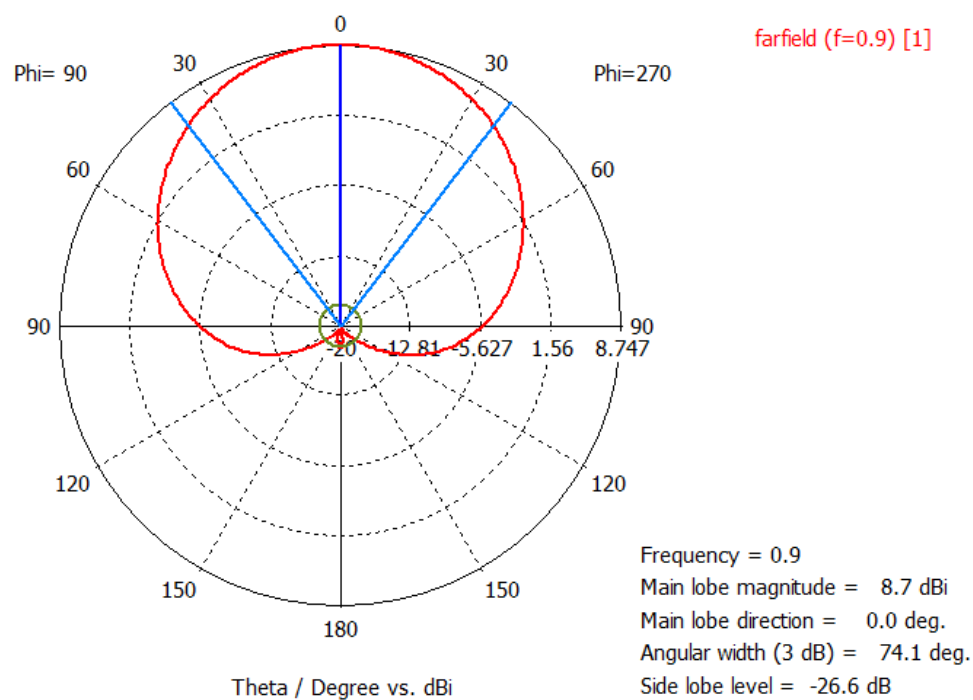


Figura 4.68 Diagrama de radiación en polares con $\phi = 90^\circ$ para $f = 900\text{MHz}$, puerto número 1 y el modelo 2

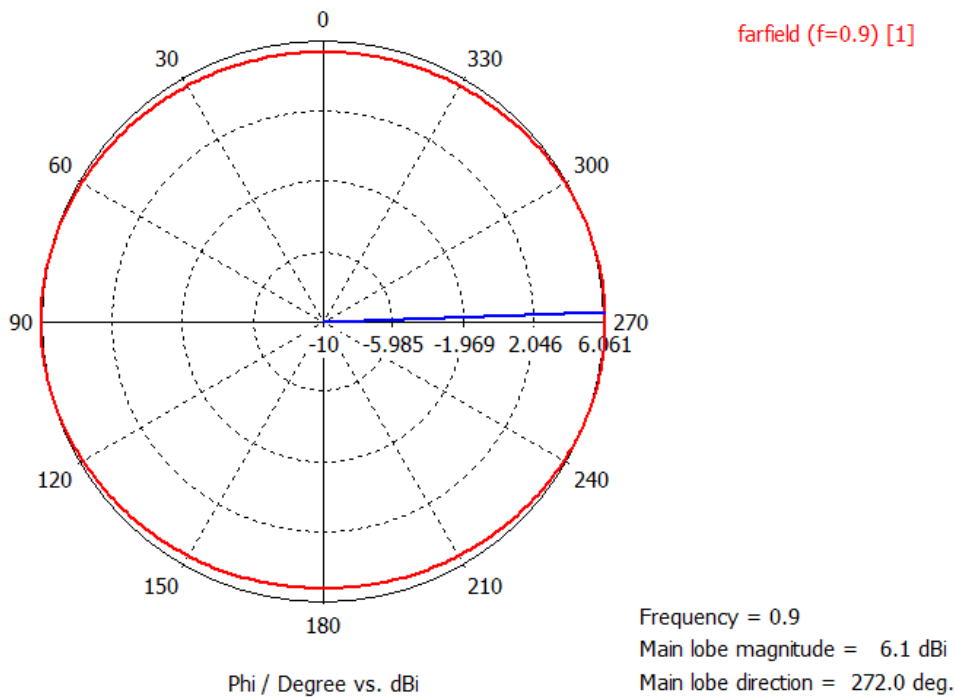
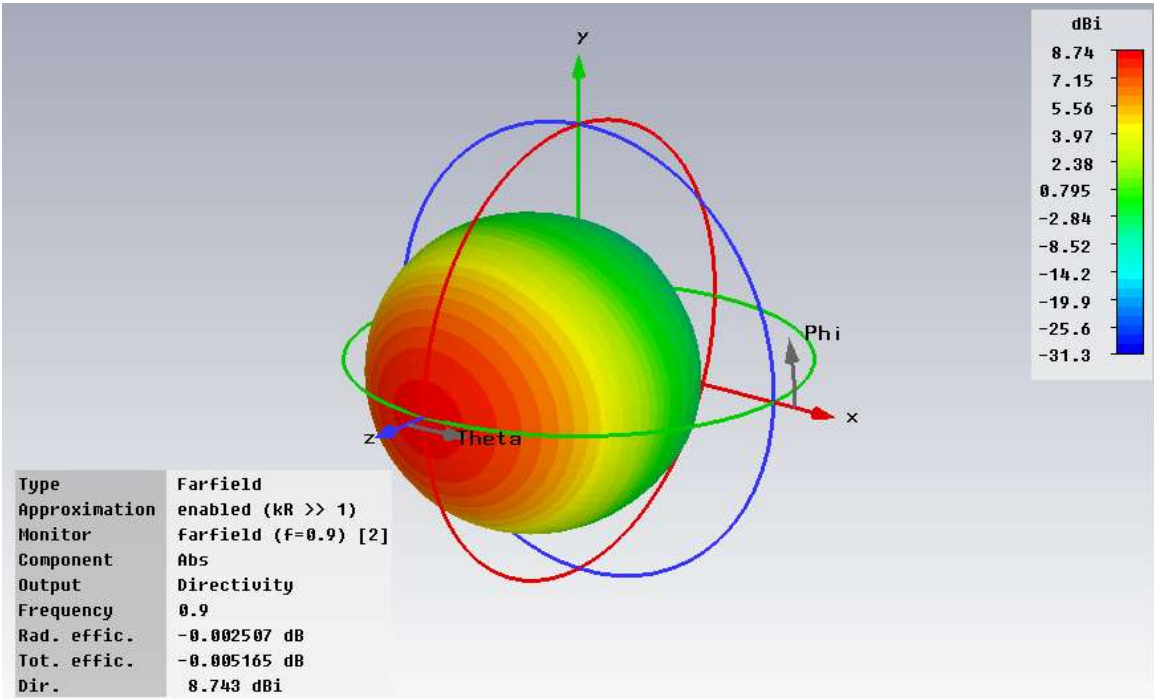
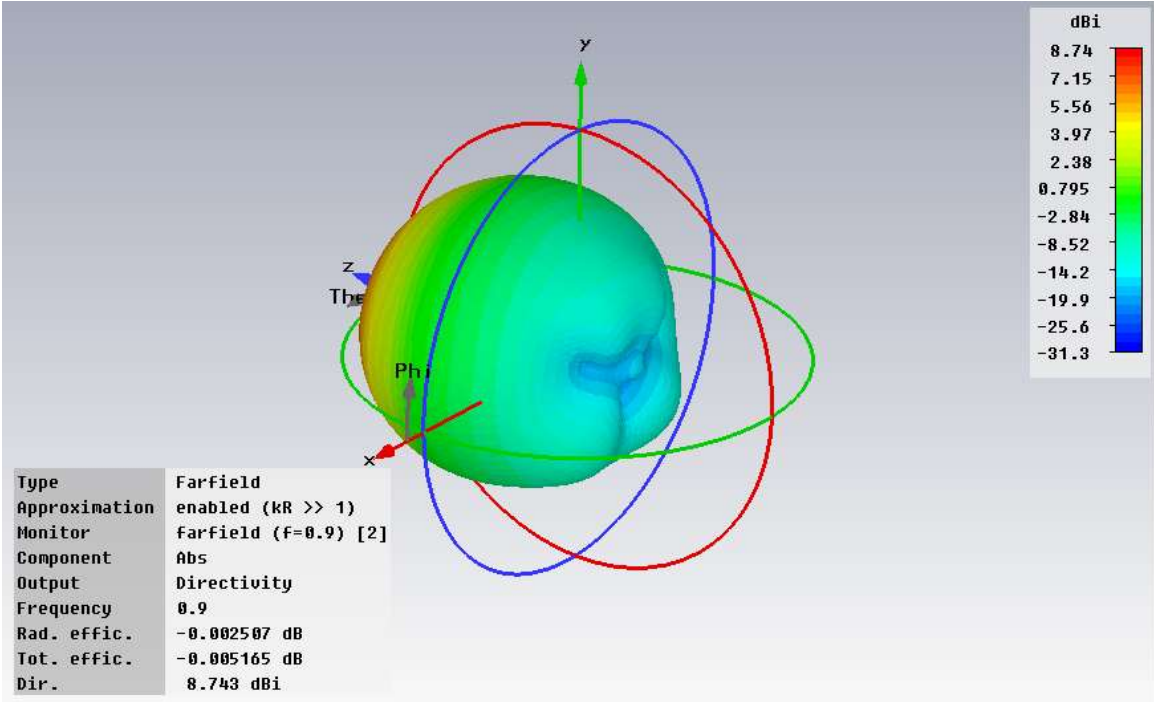


Figura 4.69 Diagrama de radiación en polares con theta = 35° para f = 900MHz, puerto número 1 y el modelo 2



(a)



(b)

Figura 4.70 Diagrama de radiación en 3D (vista frontal (a) y trasera (b)) para $f = 900\text{MHz}$, puerto número 2 y el modelo 2

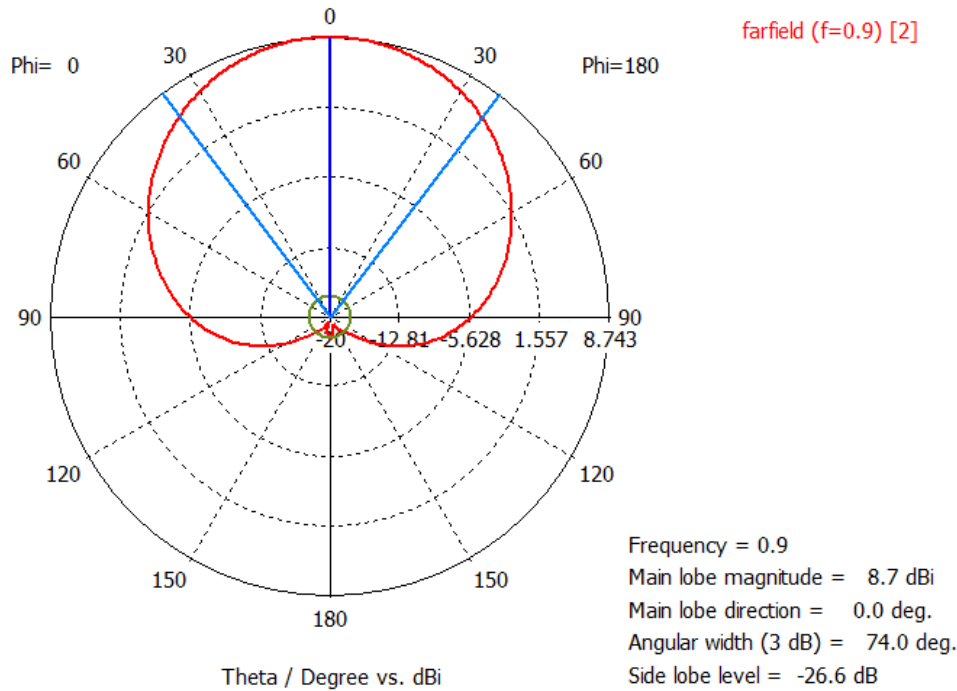


Figura 4.71 Diagrama de radiación en polares con $\phi = 0^\circ$ para $f = 900\text{MHz}$, puerto número 2 y el modelo 2

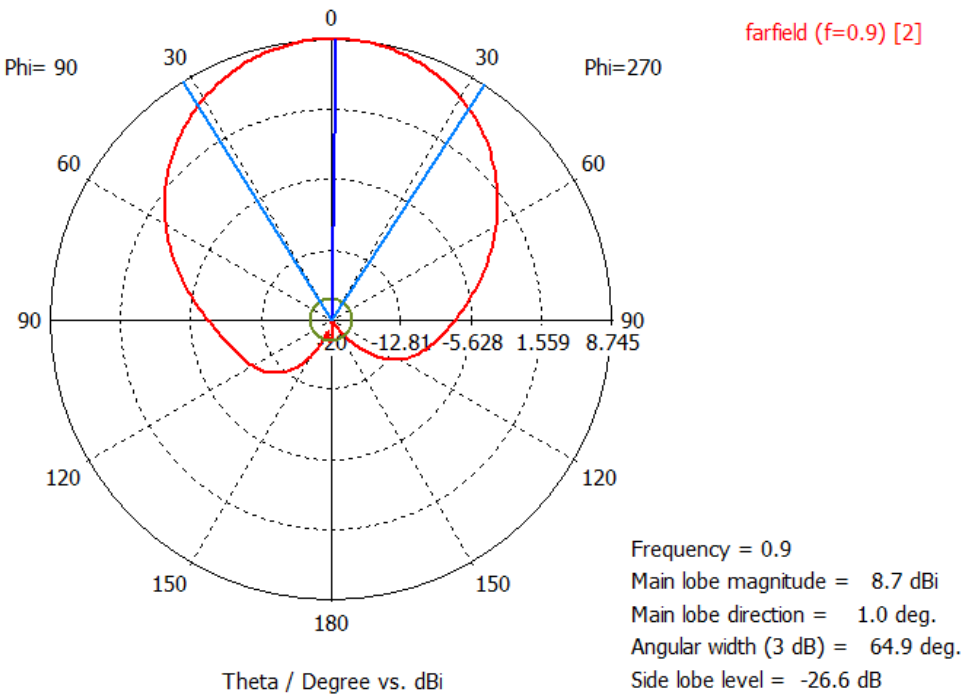


Figura 4.72 Diagrama de radiación en polares con $\phi = 90^\circ$ para $f = 900\text{MHz}$, puerto número 2 y el modelo 2

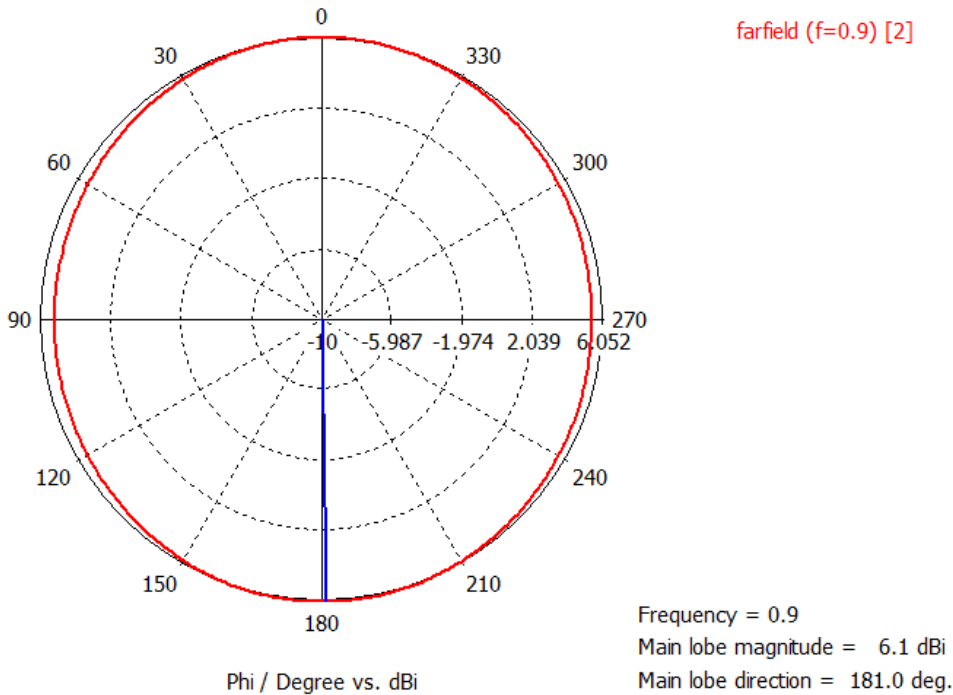
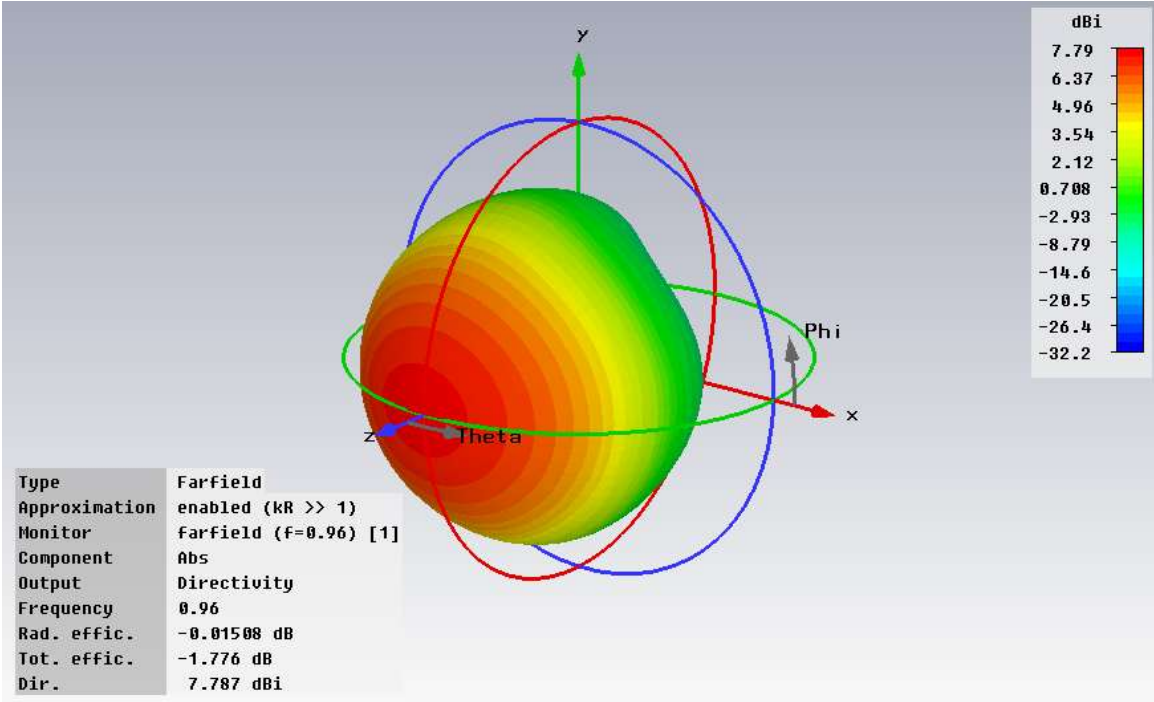
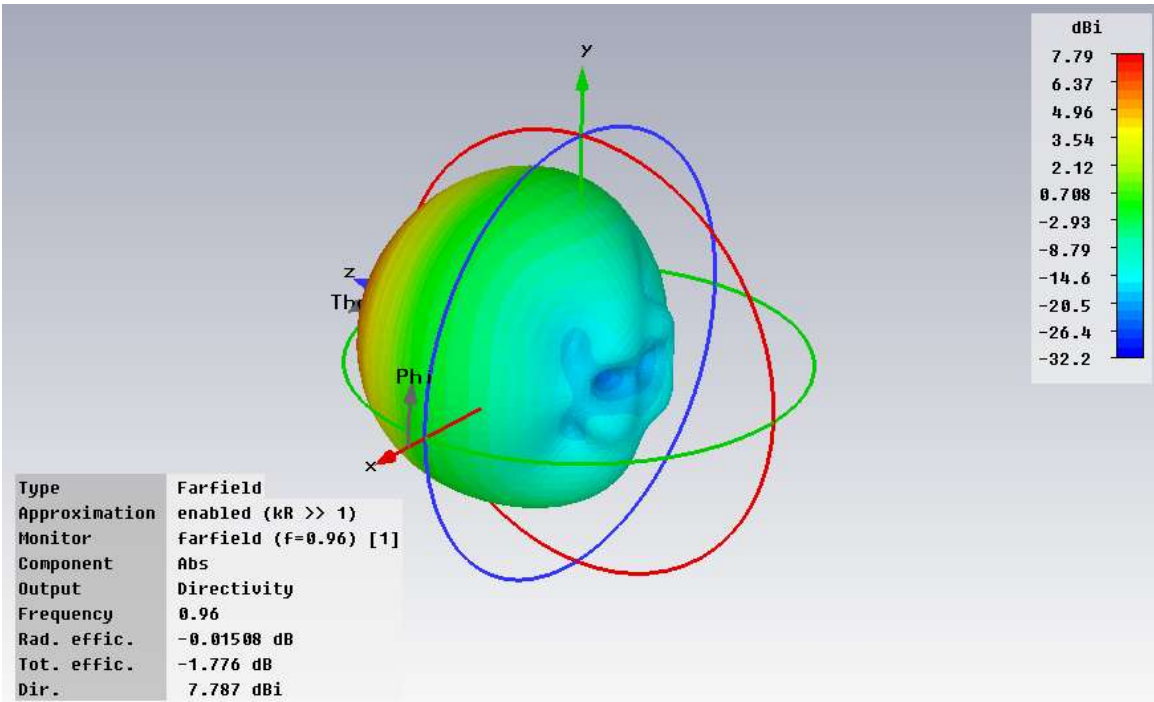


Figura 4.73 Diagrama de radiación en polares con $\theta = 35^\circ$ para $f = 900\text{MHz}$, puerto número 2 y el modelo 2



(a)



(b)

Figura 4.74 Diagrama de radiación en 3D (vista frontal (a) y trasera (b)) para $f = 960\text{MHz}$, puerto número 1 y el modelo 2

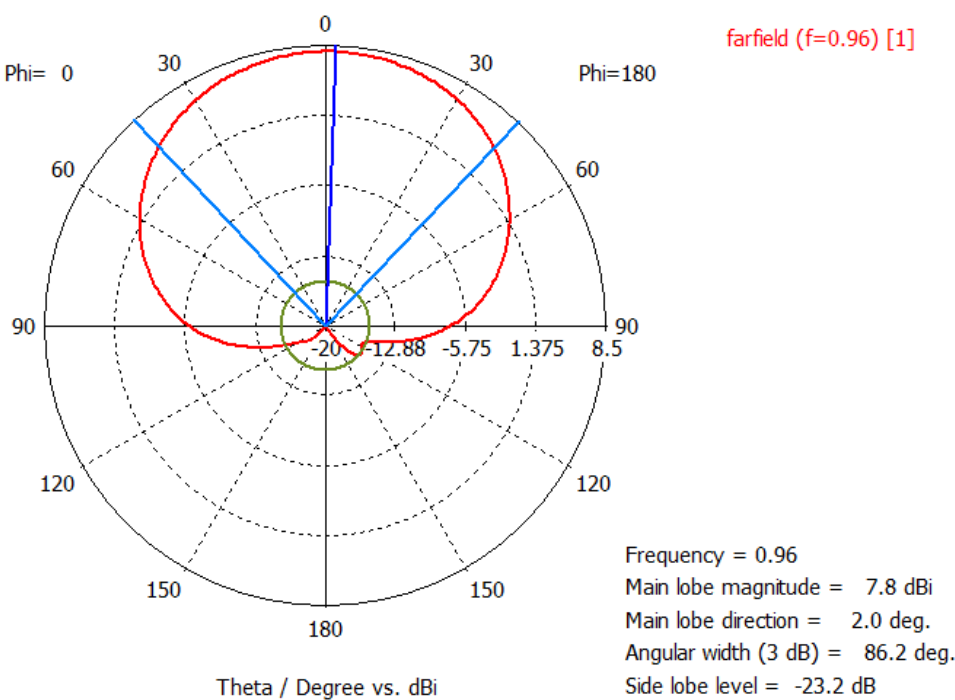


Figura 4.75 Diagrama de radiación en polares con $\phi = 0^\circ$ para $f = 960\text{MHz}$, puerto número 1 y el modelo 2

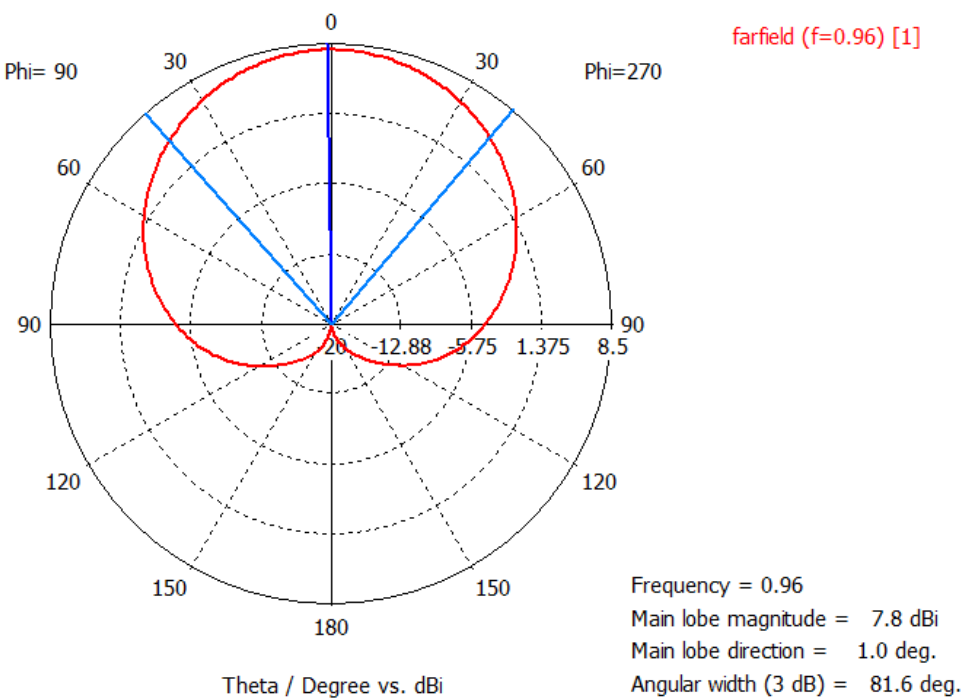


Figura 4.76 Diagrama de radiación en polares con $\phi = 90^\circ$ para $f = 960\text{MHz}$, puerto número 1 y el modelo 2

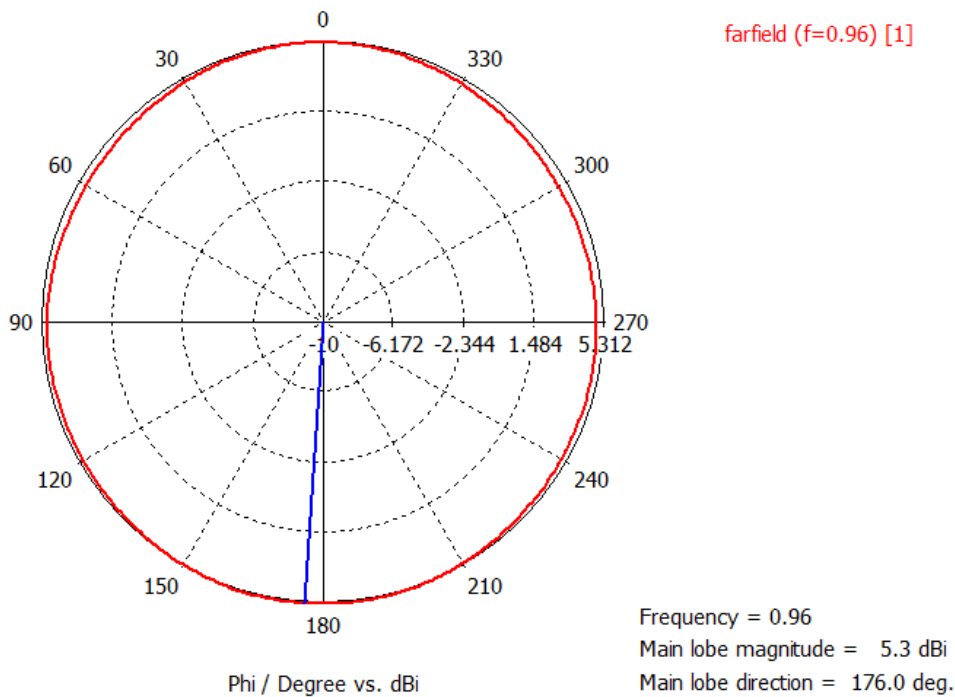
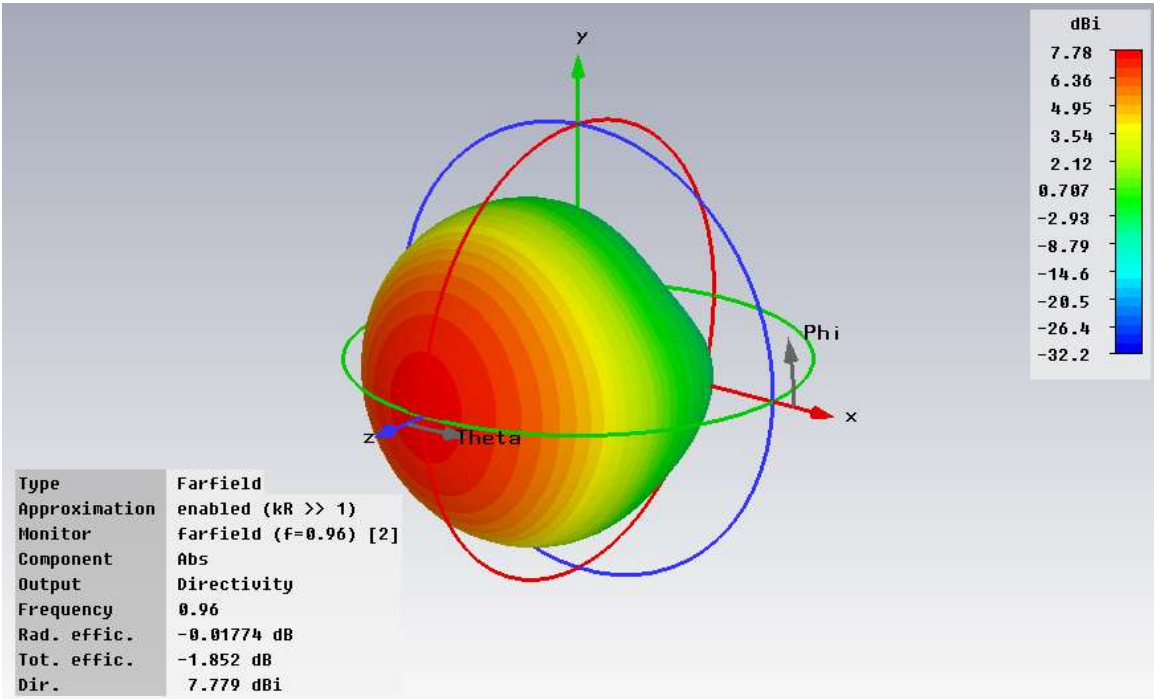
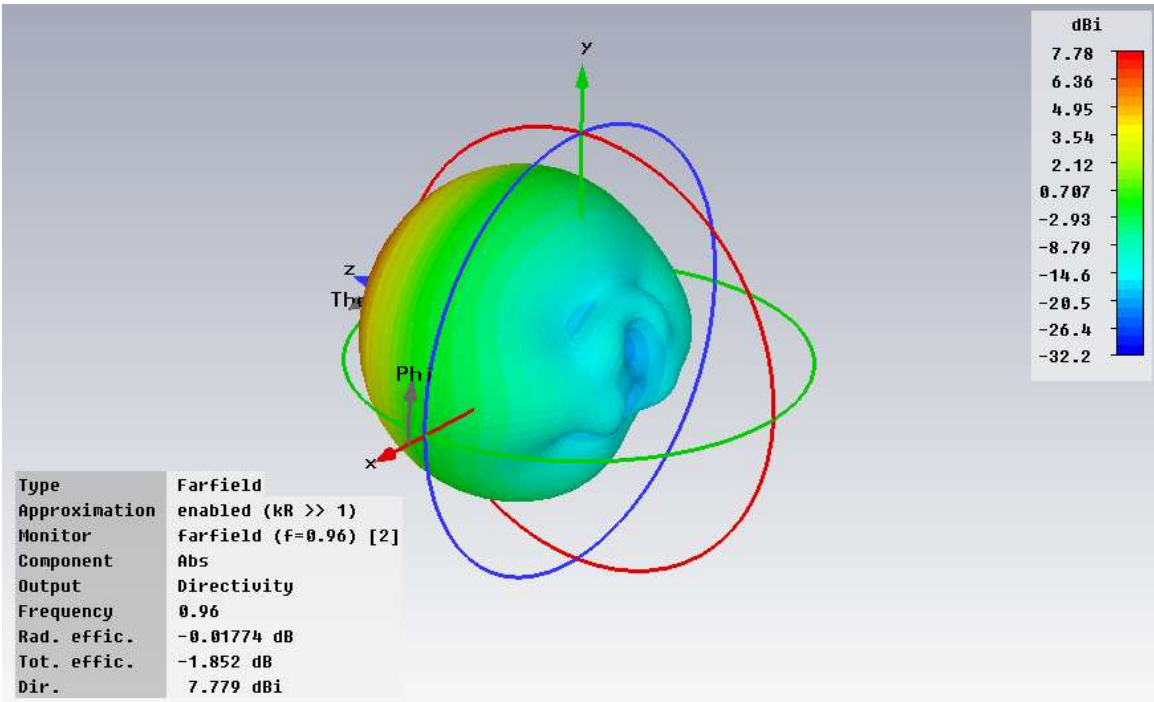


Figura 4.77 Diagrama de radiación en polares con theta = 40° para f = 960MHz, puerto número 1 y el modelo 2



(a)



(b)

Figura 4.78 Diagrama de radiación en 3D (vista frontal (a) y trasera (b)) para $f = 960\text{MHz}$, puerto número 2 y el modelo 2

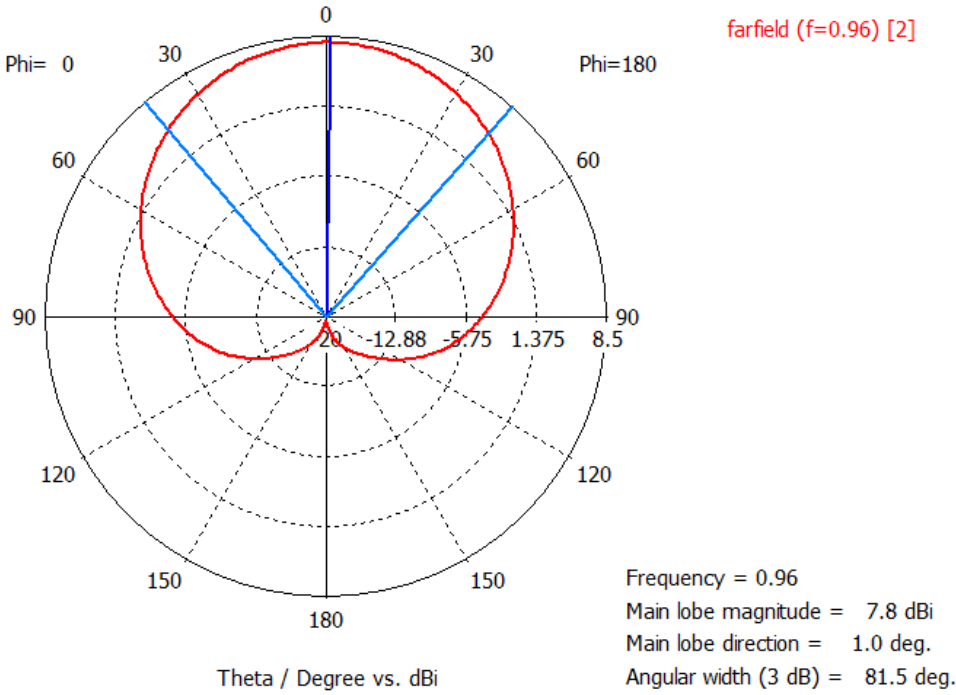


Figura 4.79 Diagrama de radiación en polares con $\phi = 0^\circ$ para $f = 960\text{MHz}$, puerto número 2 y el modelo 2

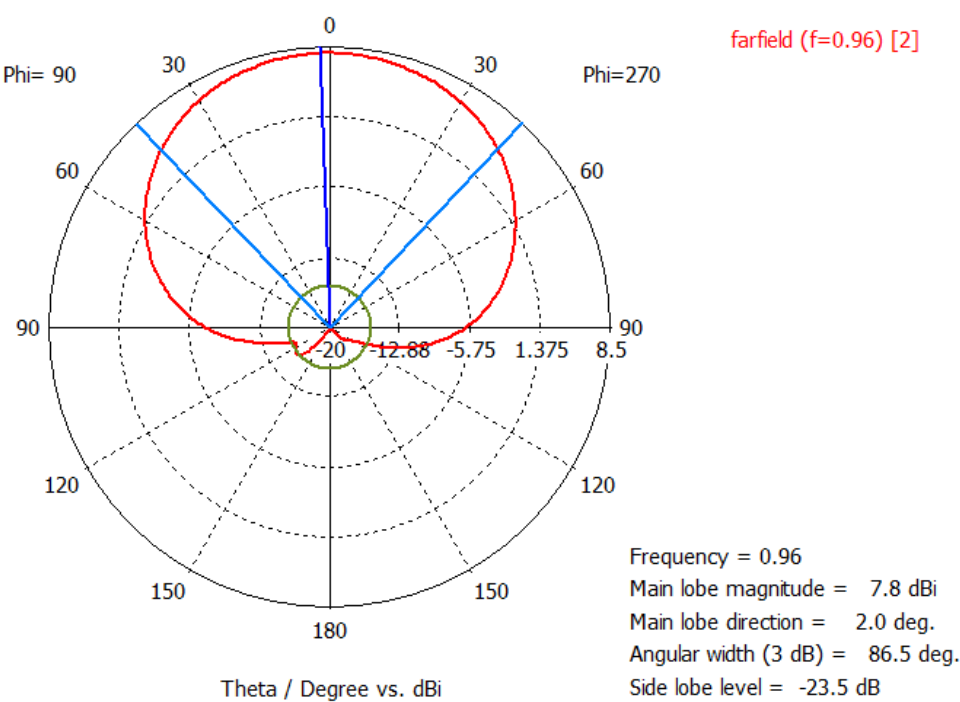


Figura 4.80 Diagrama de radiación en polares con phi = 90° para f = 960MHz, puerto número 2 y el modelo 2

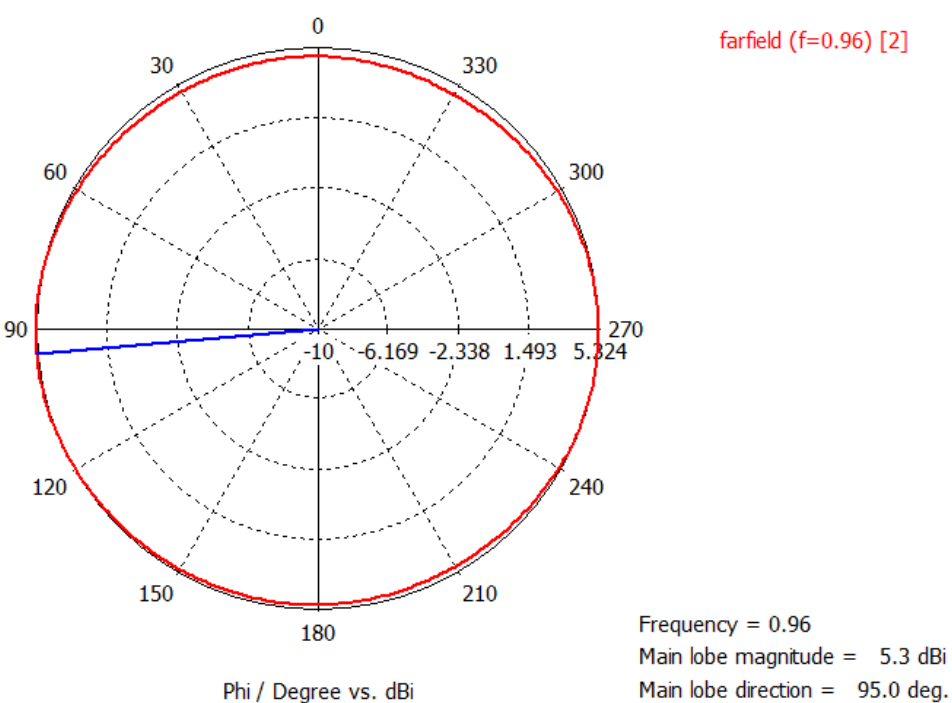


Figura 4.81 Diagrama de radiación en polares con theta = 40° para f = 960MHz, puerto número 2 y el modelo 2

- Conclusiones

Después de presentar las simulaciones obtenidas de este segundo modelo se hará una breve valoración de los resultados obtenidos.

Empezando de nuevo por los parámetros S, mostrados en la figura 4.49, se puede ver como se han obtenido resultados algo peores que en el anterior modelo. El aislamiento entre los puertos S12 y S21 permanece en el rango de frecuencias de trabajo de la antena por debajo de los -35dB aproximadamente, exceptuando en el borde izquierdo de la banda donde dicho valor aumenta ligeramente, cumpliendo con los -30 dB objetivo.

Si se pasa a hablar de la adaptación de la antena, puede verse que, en este caso, sí se han obtenido resultados aceptables, aunque no se llega a cubrir toda la banda deseada. En este caso la banda se ha reducido de 800 MHz a 950 MHz, y el nivel de adaptación obtenido es de -15dB en la mayor parte de la banda, excepto en los extremos, cumpliendo en este caso también con la cota de los -10 dB dentro del rango de este modelo.

En cuanto al diagrama de radiación presenta un haz de tipo pincel. En este caso y hablando del ancho de haz horizontal, tanto para el puerto 1 como para el puerto 2 se ha obtenido un ancho de haz más o menos constante de unos 70°, que efectivamente está dentro de lo buscado por lo que se darán también por buenos.

Finalmente nos queda por analizar la radiación trasera. En este caso los resultados son prácticamente iguales que los del anterior modelo, por lo que los consideraremos por bueno, teniendo en cuenta que a la hora de construir el array mejorarían ligeramente.

Finalmente, también se puede comentar algo acerca de la ganancia de este modelo, y en este caso se mantiene constante alrededor de 8.5dB aproximadamente.

Viendo los resultados obtenidos, se puede concluir que el modelo 1 será más apropiado para construir un array.

4.2.2.3 Modelo 3.

Esta antena trabaja en las frecuencias comprendidas entre 1700 y 2200 MHz y usa el sustrato Arlon 25N.

Los materiales utilizados son los del apartado 4.2.2 y las medidas obtenidas son las siguientes:

Parámetro	Medida (mm)
Wa	54
Wu	42
hu	13
Wl	47.5
hl	8
Sla	10
Sll	46
Sw	2
Slb	3
Swa	0.8
Swb	0.4
ls	36
lin	23
stw	5
stp	5
ss	20
lp	5
lp'	2
ha	60
ld	55
wd	9

Tabla 4.3 Medidas del Modelo 3

A continuación se presentan las simulaciones obtenidas en el programa CST Studio Suite con dichas medidas sobre el modelo de estudio, para más tarde pasar a comentar dichos resultados.

- Parámetros S

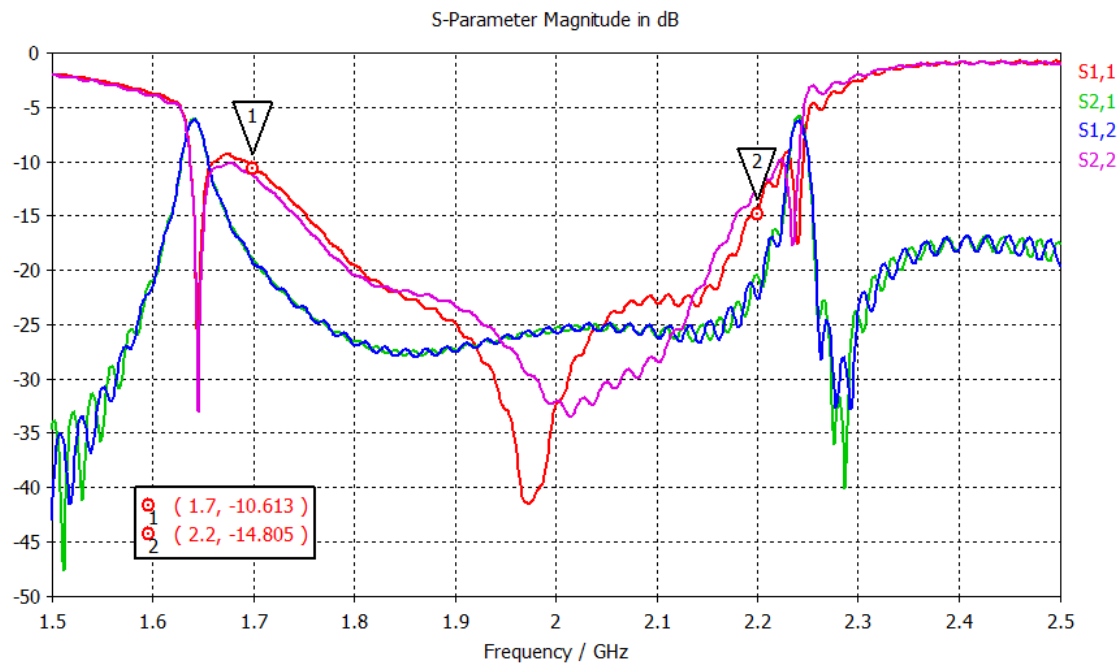
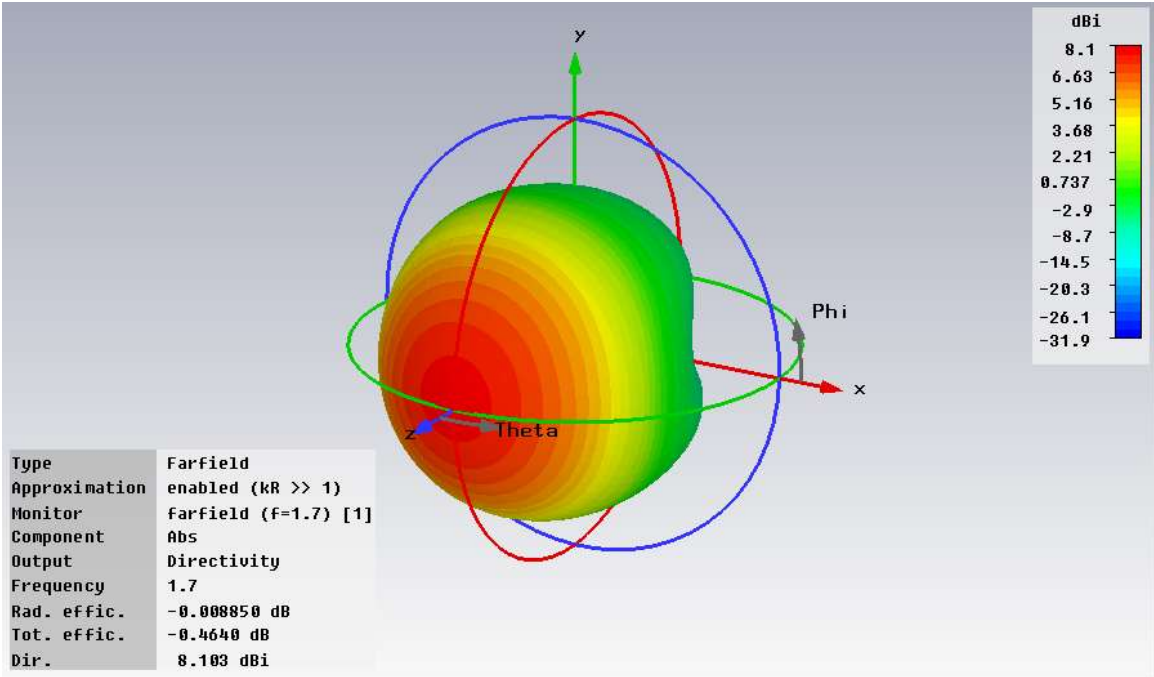


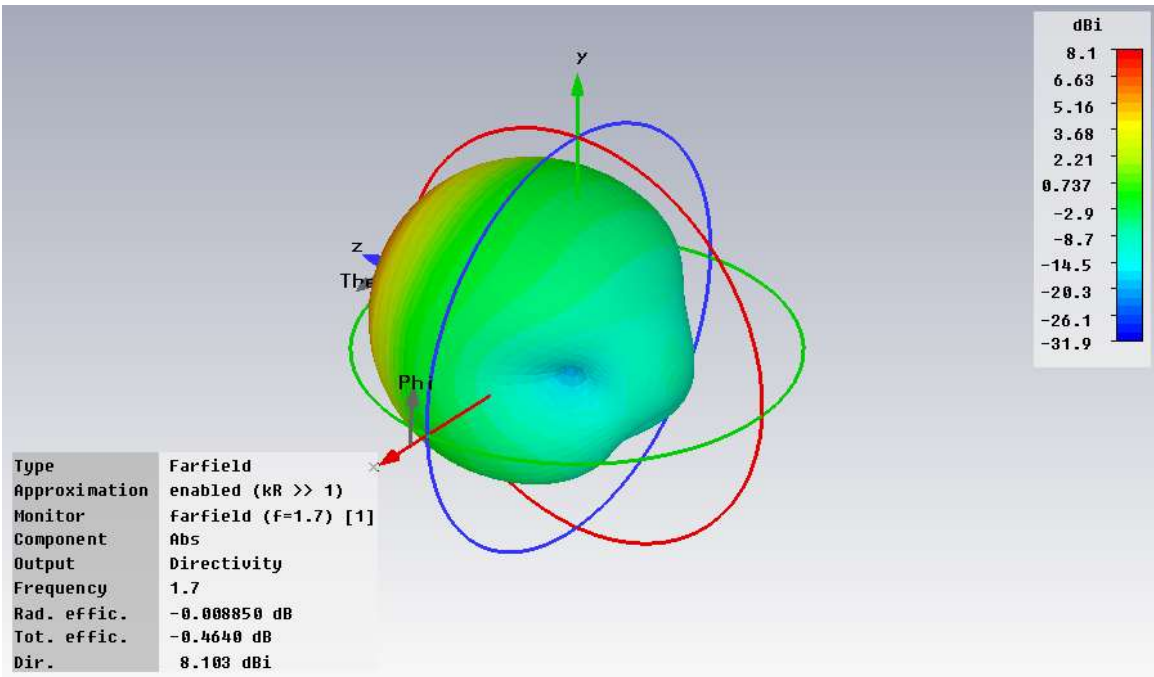
Figura 4.82 Parámetros S del modelo 3

En la figura 4.82 puede apreciarse como el rizado es demasiado grande. Esto es debido a que se ha utilizado un número de pasos demasiado elevado en la simulación, debido a que las simulaciones se alargaban demasiado utilizando valores inferiores. Debido a este problema se decidió utilizar un valor que ofreciera un compromiso aceptable entre el rizado y el tiempo de simulación.

- Diagrama de radiación



(a)



(b)

Figura 4.83 Diagrama de radiación en 3D (vista frontal (a) y trasera (b)) para $f = 1700\text{MHz}$, puerto número 1 y el modelo 3

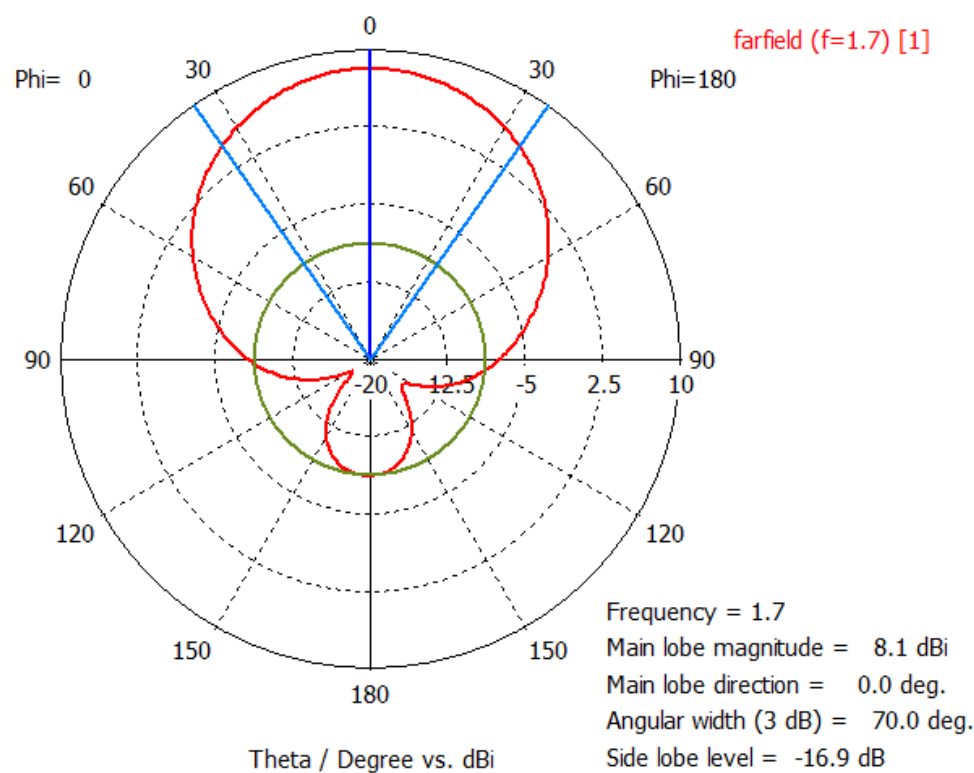


Figura 4.84 Diagrama de radiación en polares con $\phi = 0^\circ$ para $f = 1700\text{MHz}$, puerto número 1 y el modelo 3

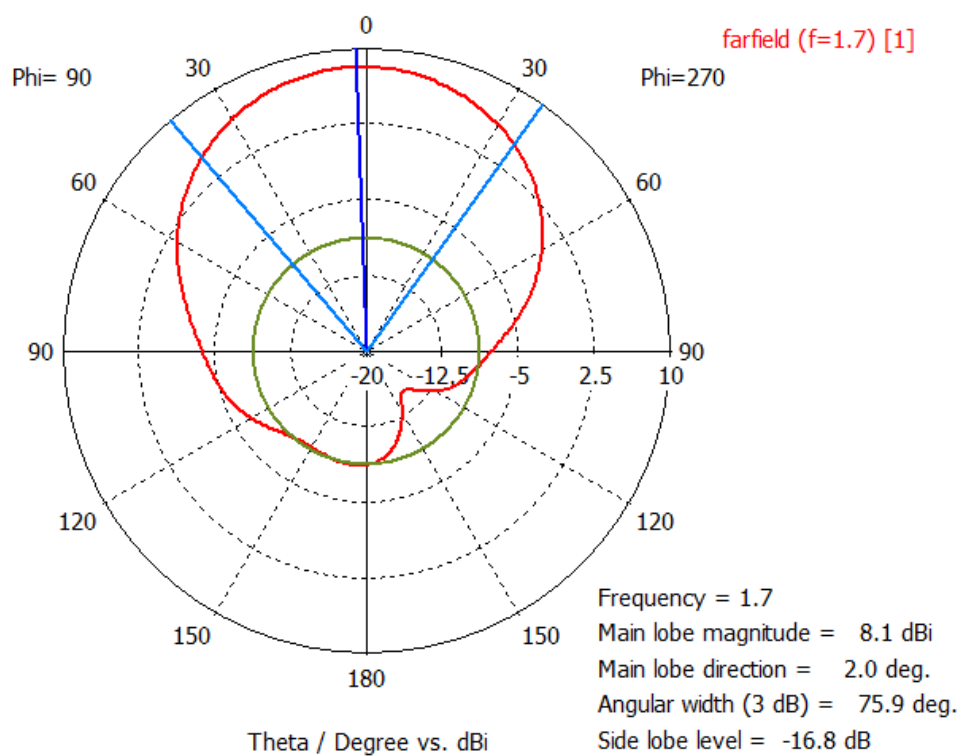


Figura 4.85 Diagrama de radiación en polares con $\phi = 90^\circ$ para $f = 1700\text{MHz}$, puerto número 1 y el modelo 3

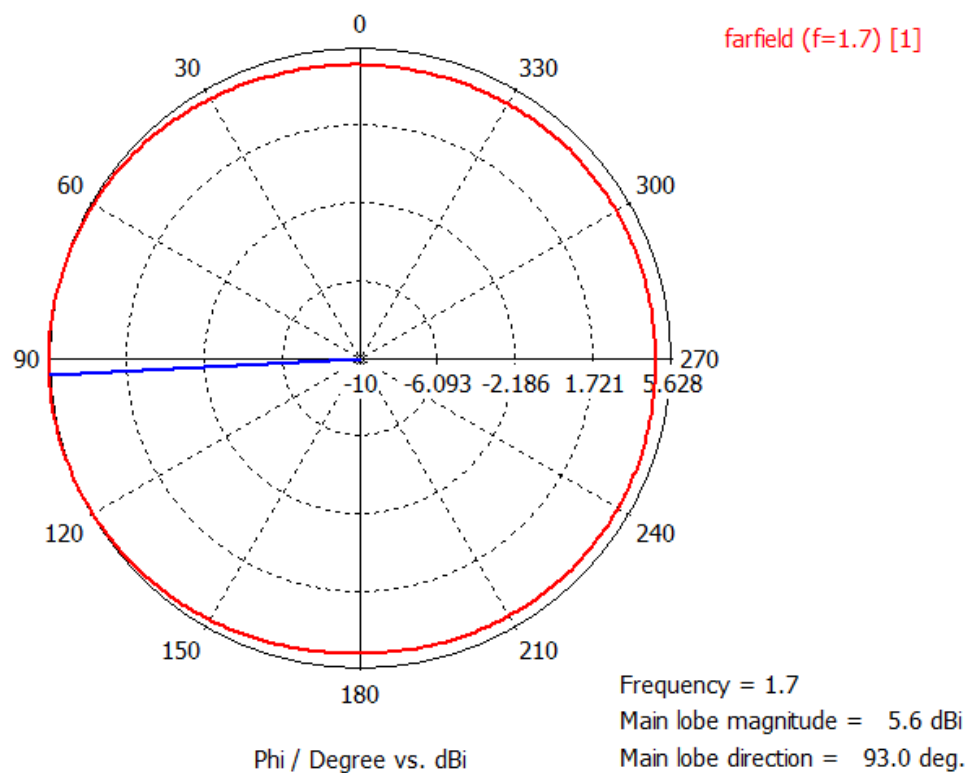
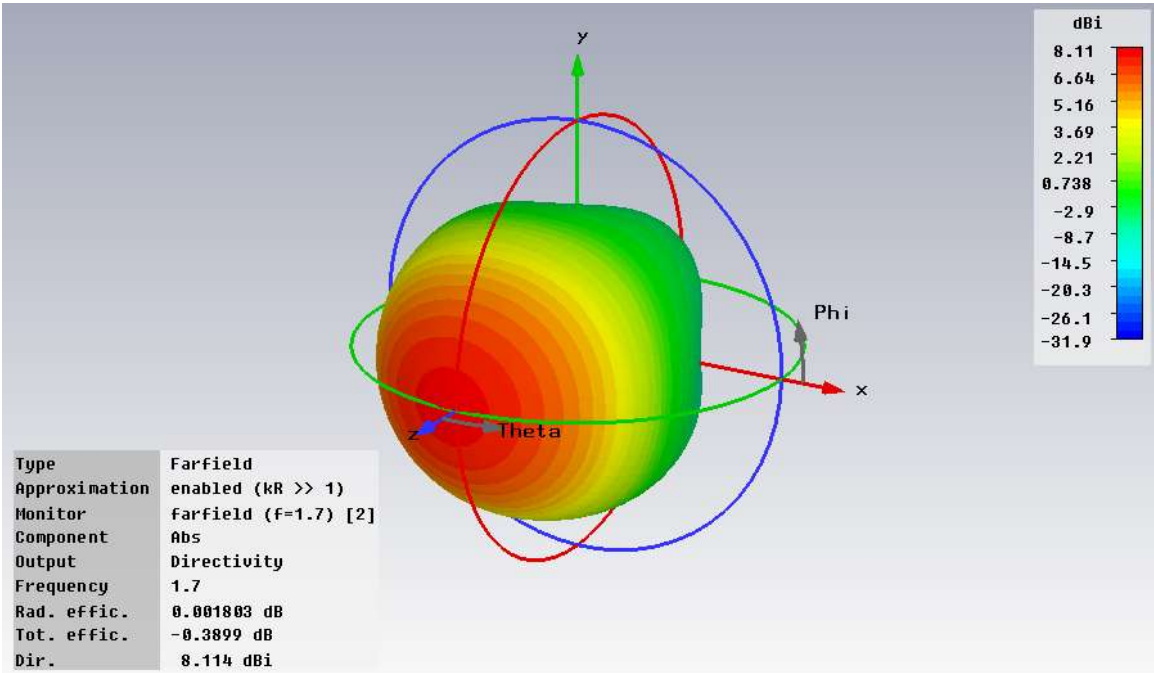
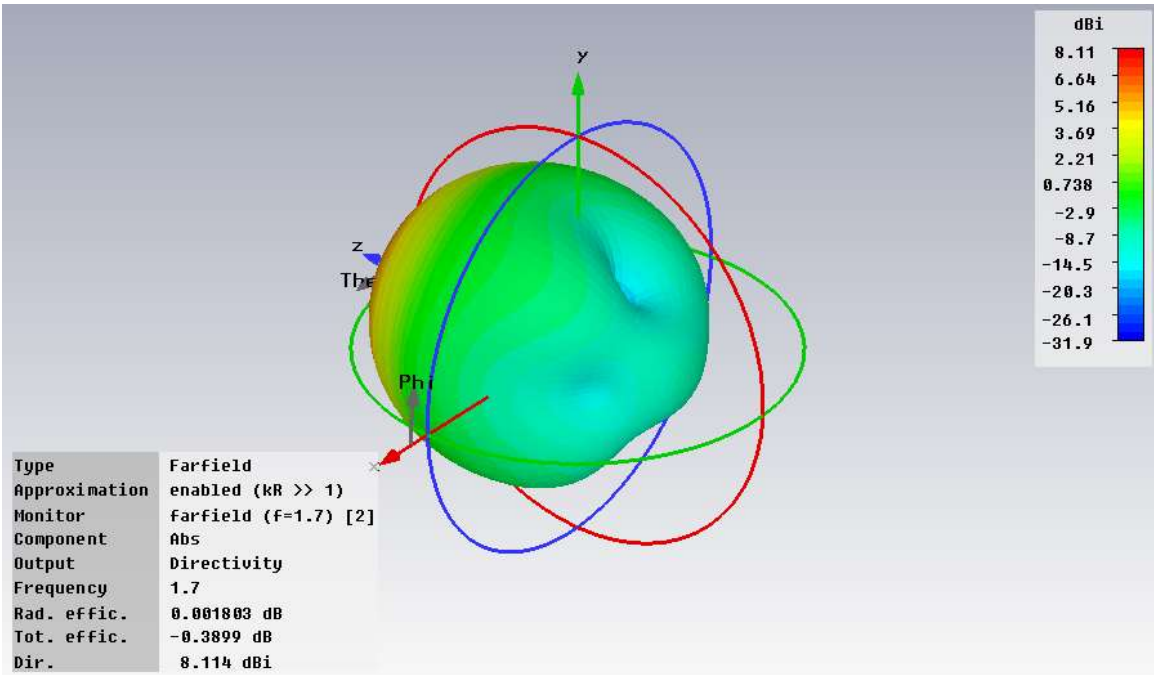


Figura 4.86 Diagrama de radiación en polares con theta = 37° para f = 1700MHz, puerto número 1 y el modelo 3



(a)



(b)

Figura 4.87 Diagrama de radiación en 3D (vista frontal (a) y trasera (b)) para $f = 1700\text{MHz}$, puerto número 2 y el modelo 3

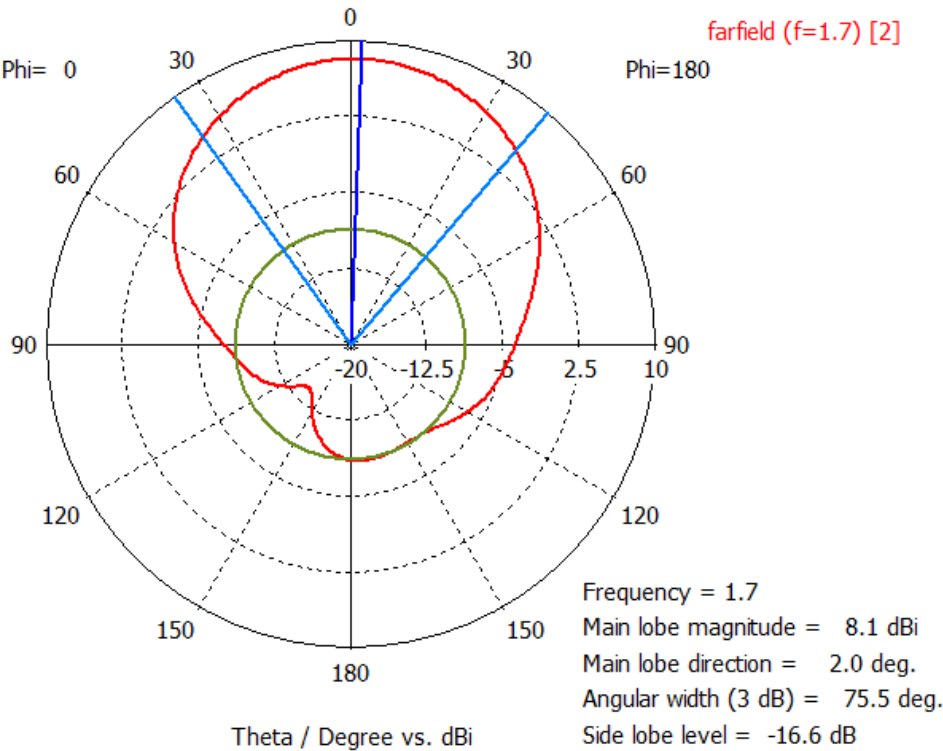


Figura 4.88 Diagrama de radiación en polares con $\phi = 0^\circ$ para $f = 1700\text{MHz}$, puerto número 2 y el modelo 3

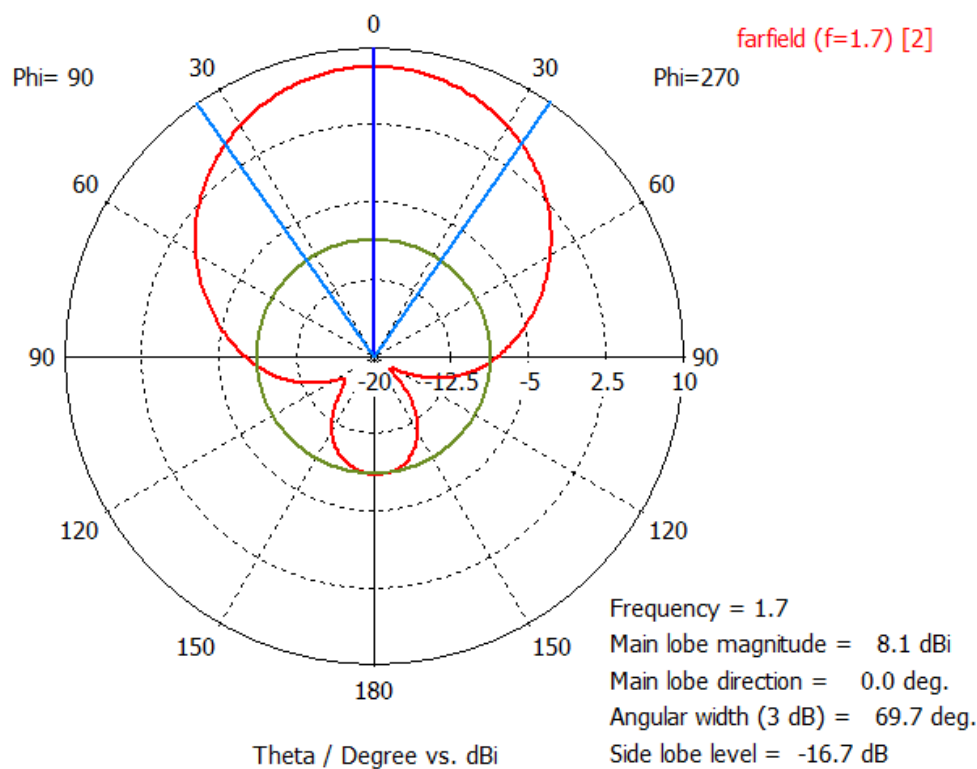


Figura 4.89 Diagrama de radiación en polares con phi = 90° para f = 1700MHz, puerto número 2 y el modelo 3

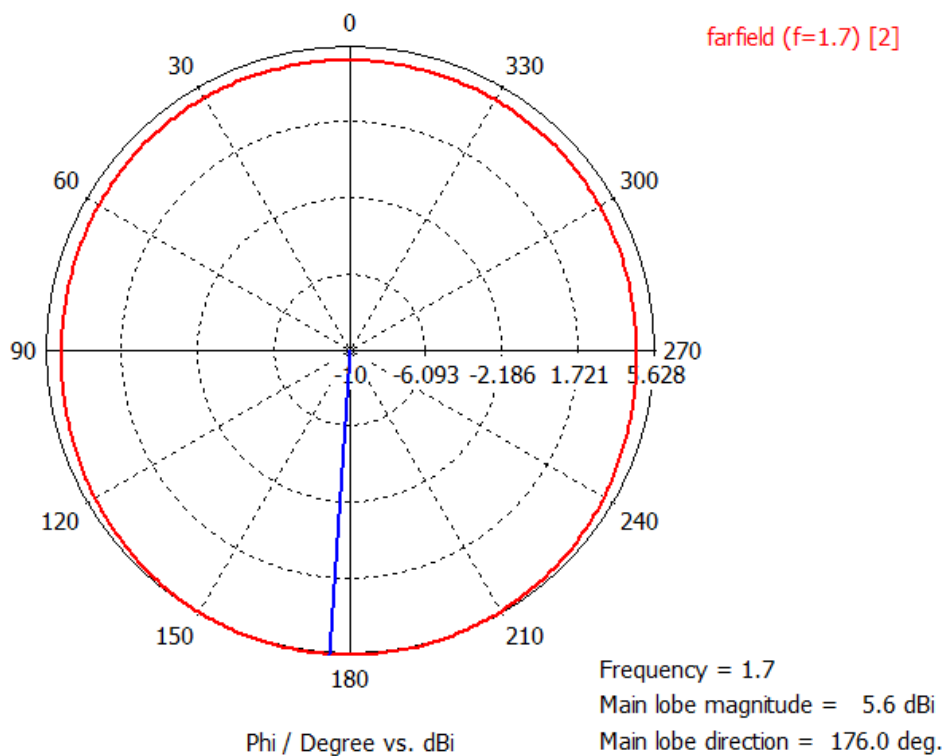
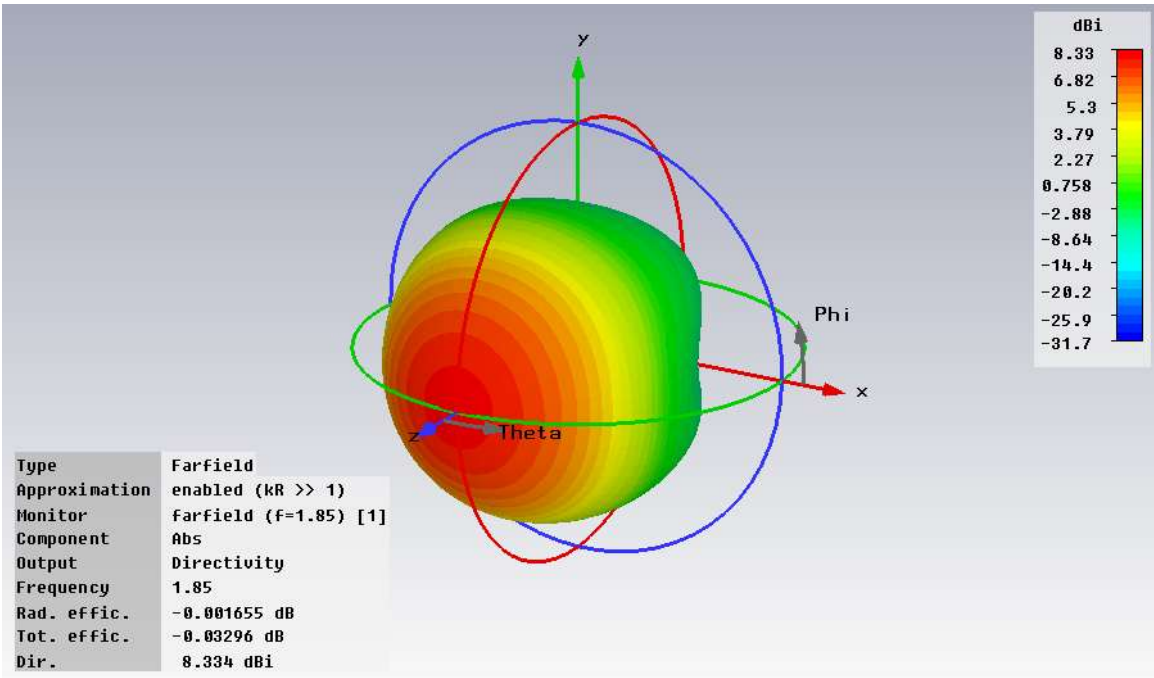
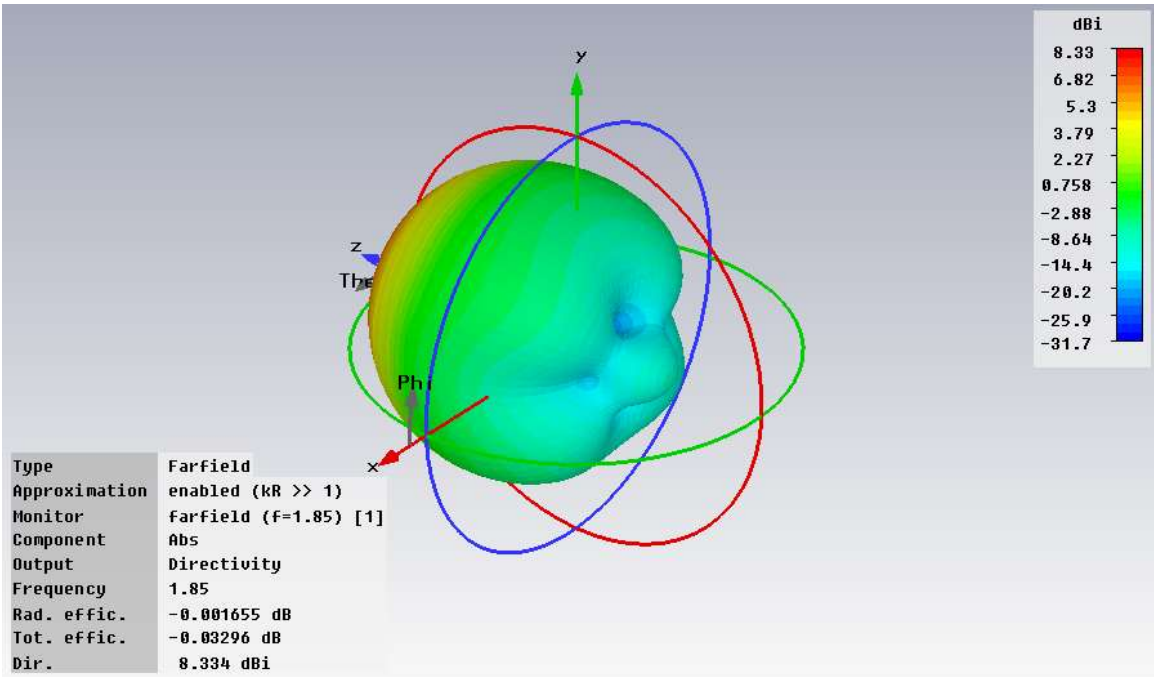


Figura 4.90 Diagrama de radiación en polares con theta = 37° para f = 1700MHz, puerto número 2 y el modelo 3



(a)



(b)

Figura 4.91 Diagrama de radiación en 3D (vista frontal (a) y trasera (b)) para $f = 1850\text{MHz}$, puerto número 1 y el modelo 3

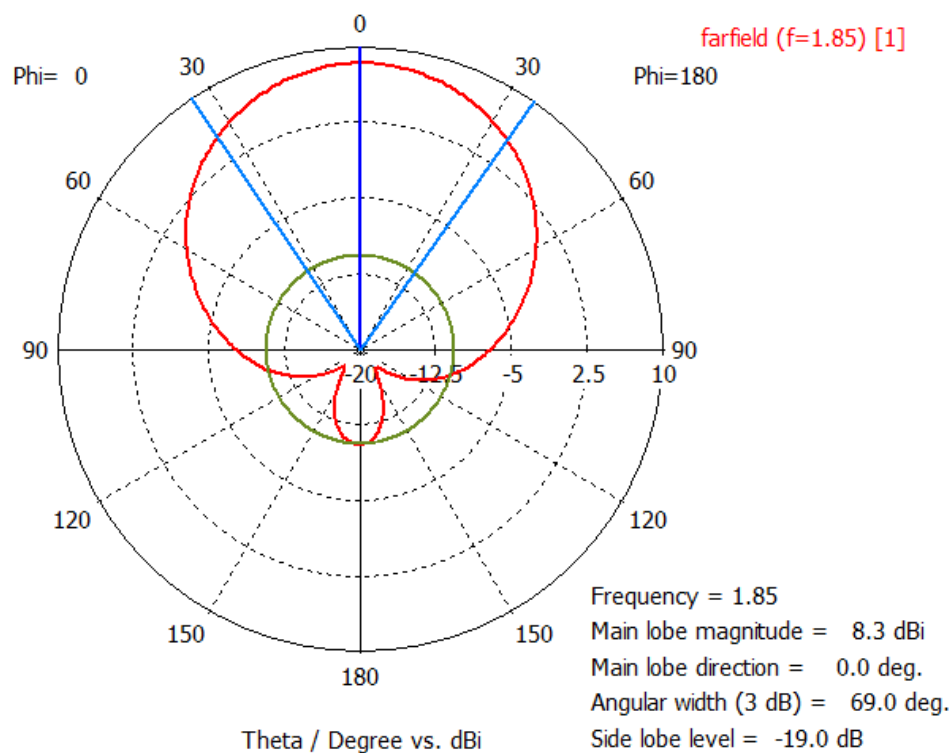


Figura 4.92 Diagrama de radiación en polares con $\phi = 0^\circ$ para $f = 1850\text{MHz}$, puerto número 1 y el modelo 3

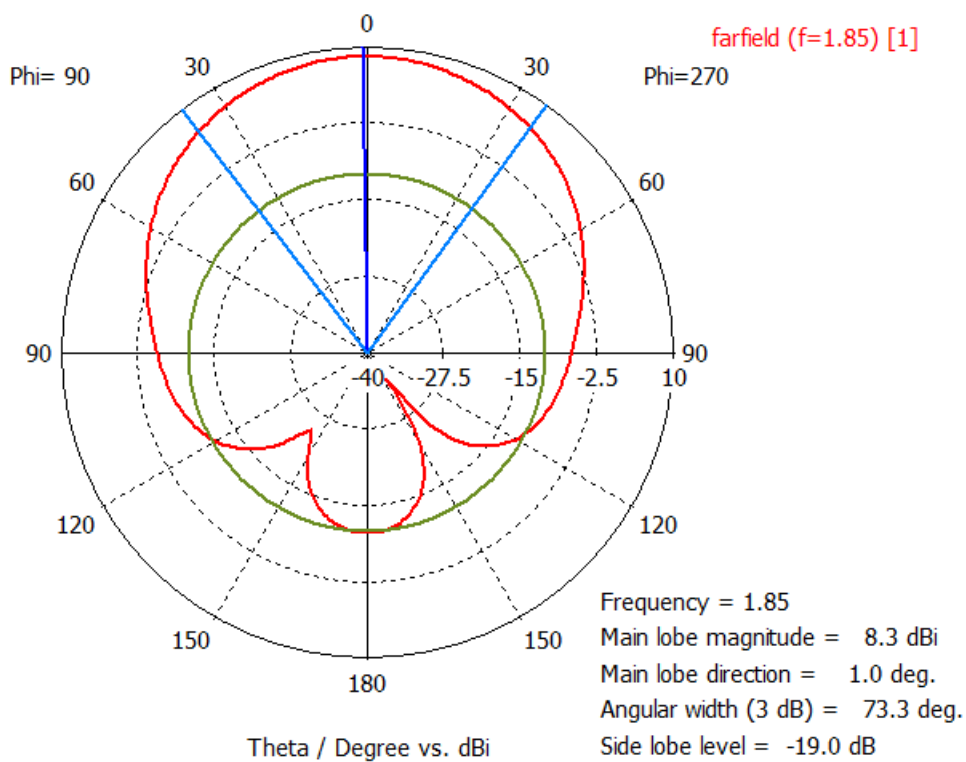


Figura 4.93 Diagrama de radiación en polares con $\phi = 90^\circ$ para $f = 1850\text{MHz}$, puerto número 1 y el modelo 3

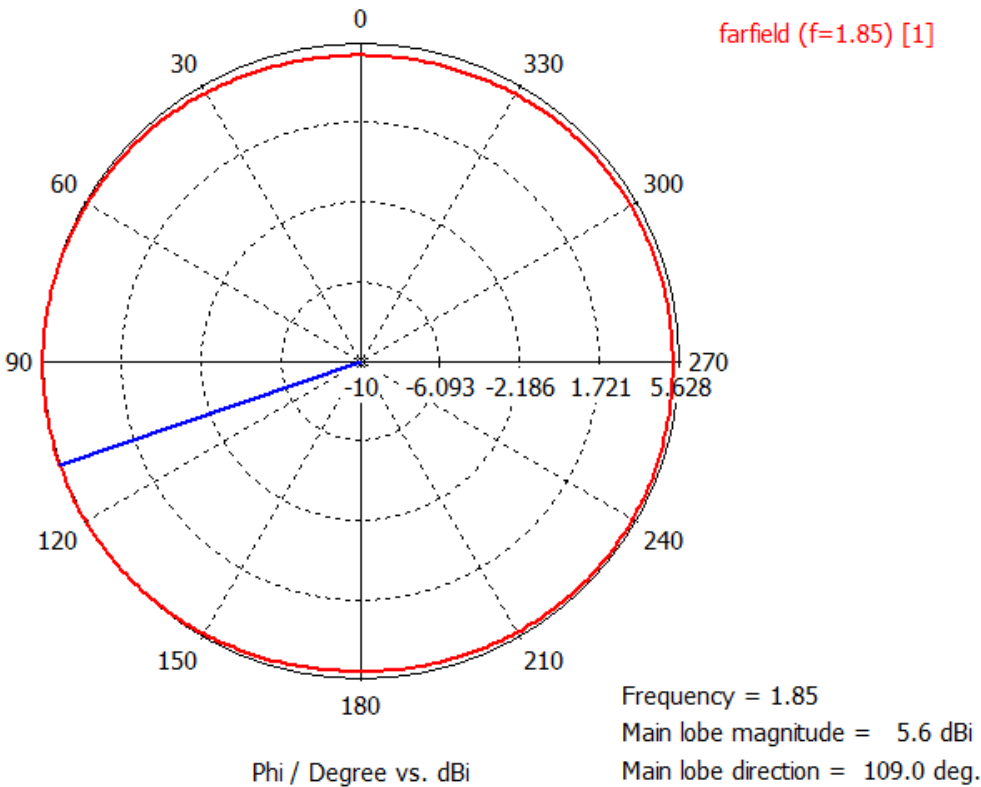
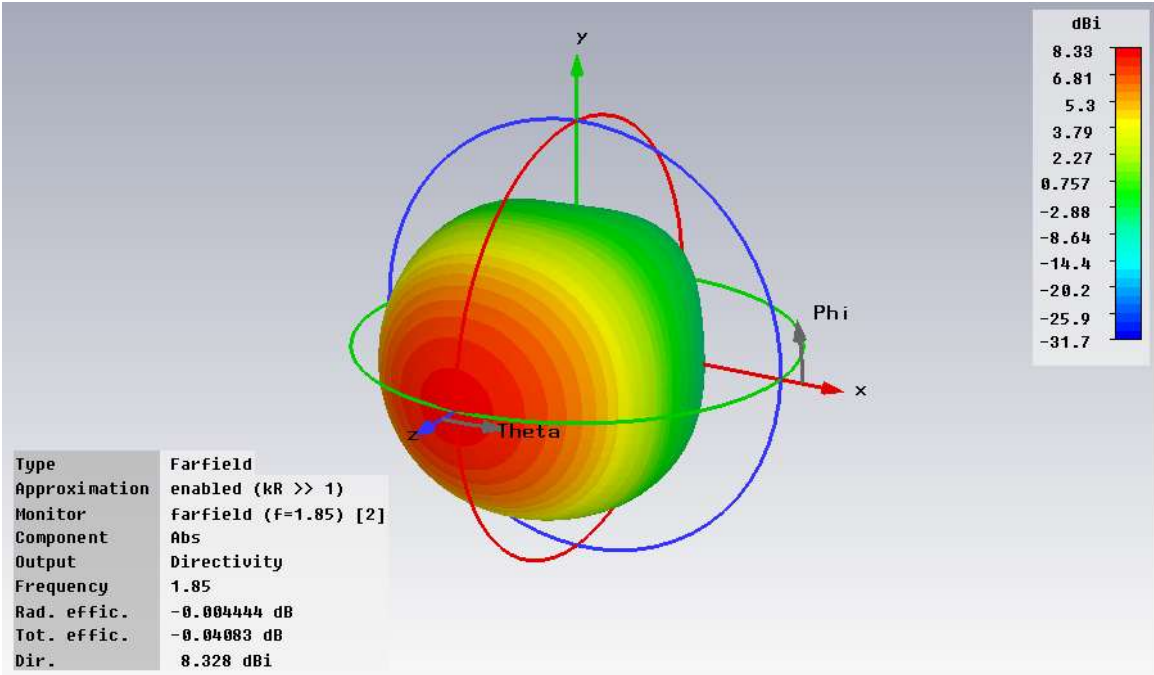
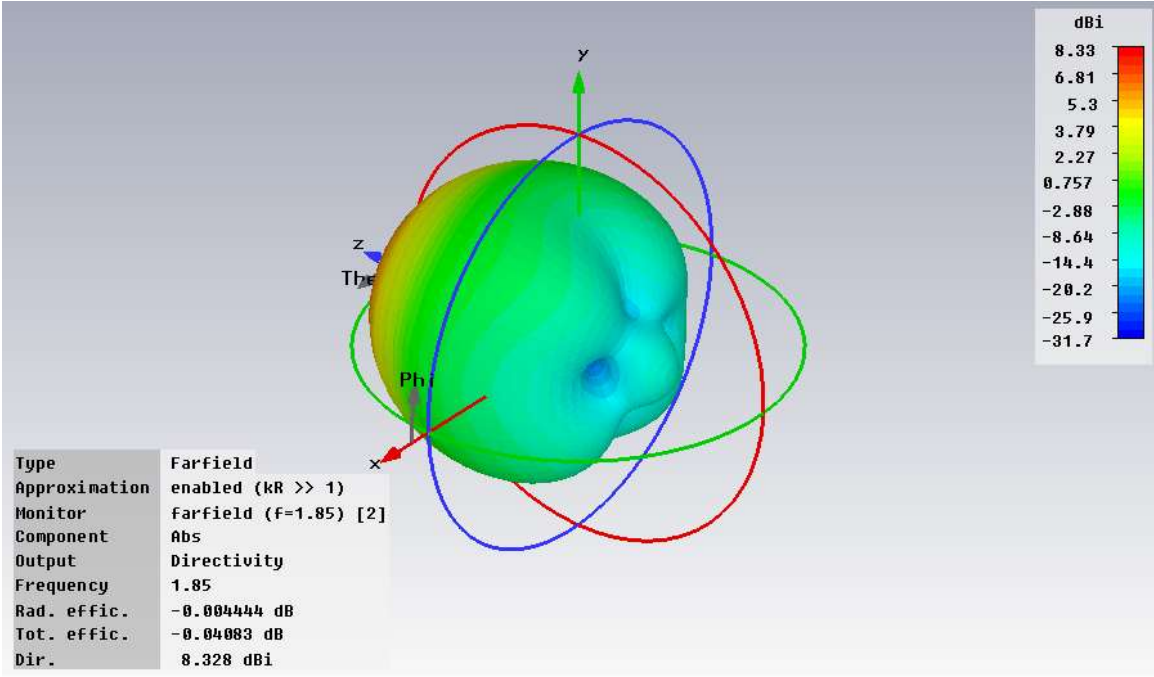


Figura 4.94 Diagrama de radiación en polares con theta = 36° para f = 1850MHz, puerto número 1 y el modelo 3



(a)



(b)

Figura 4.95 Diagrama de radiación en 3D (vista frontal (a) y trasera (b)) para $f = 1850\text{MHz}$, puerto número 2 y el modelo 3

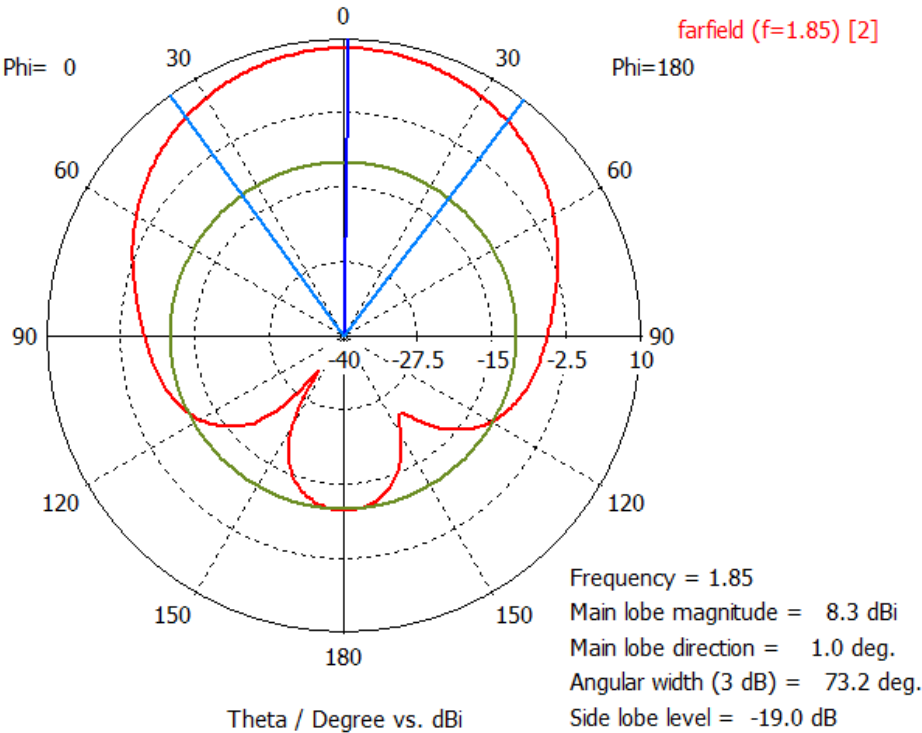


Figura 4.96 Diagrama de radiación en polares con $\phi = 0^\circ$ para $f = 1850\text{MHz}$, puerto número 2 y el modelo 3

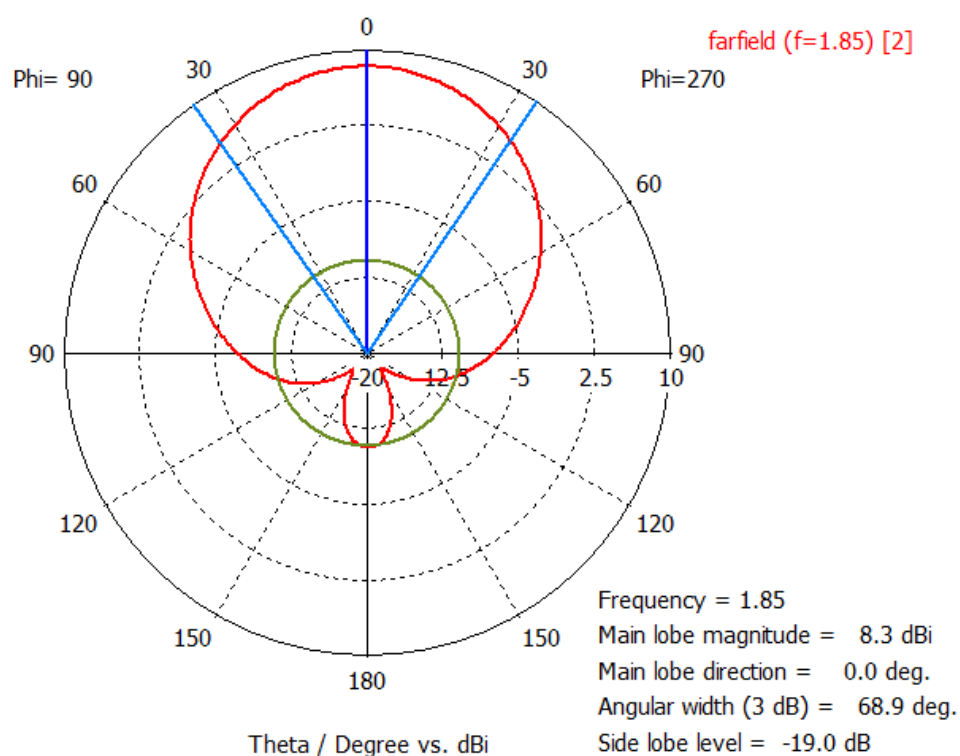


Figura 4.97 Diagrama de radiación en polares con $\phi = 90^\circ$ para $f = 1850\text{MHz}$, puerto número 2 y el modelo 3

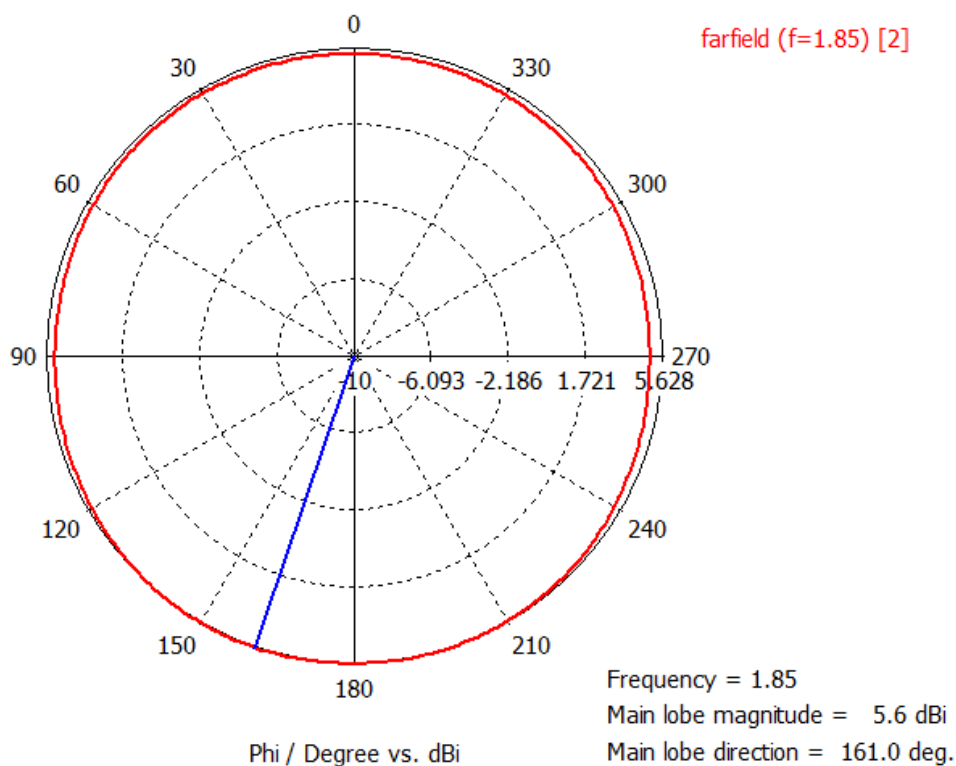
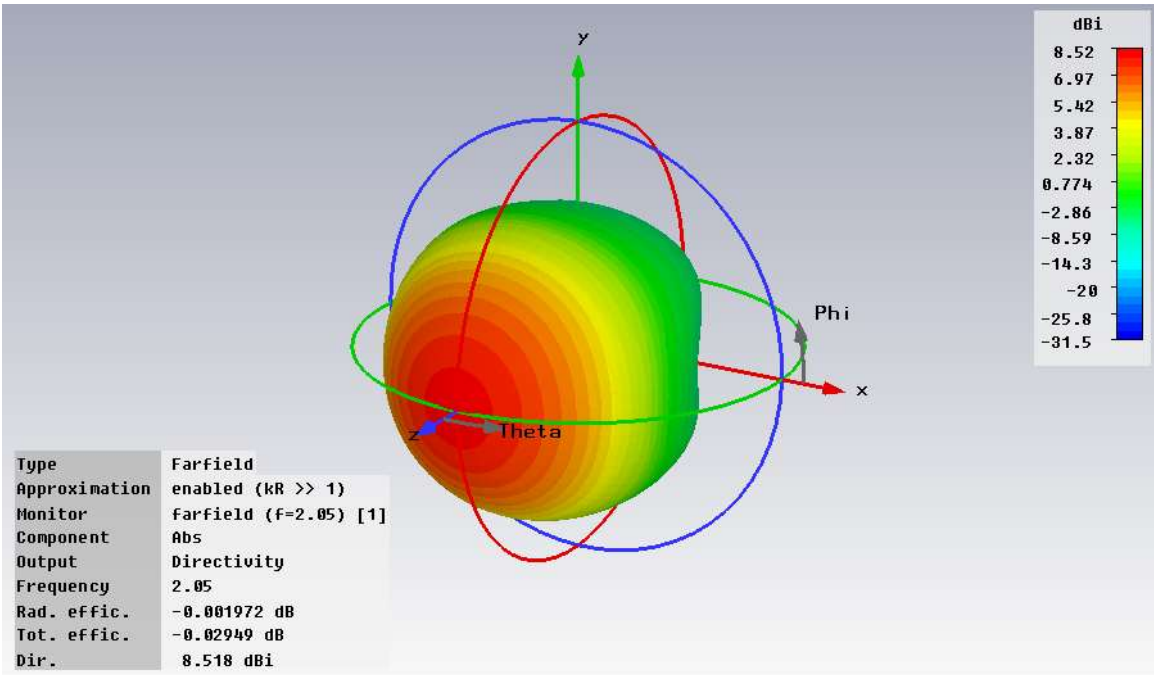
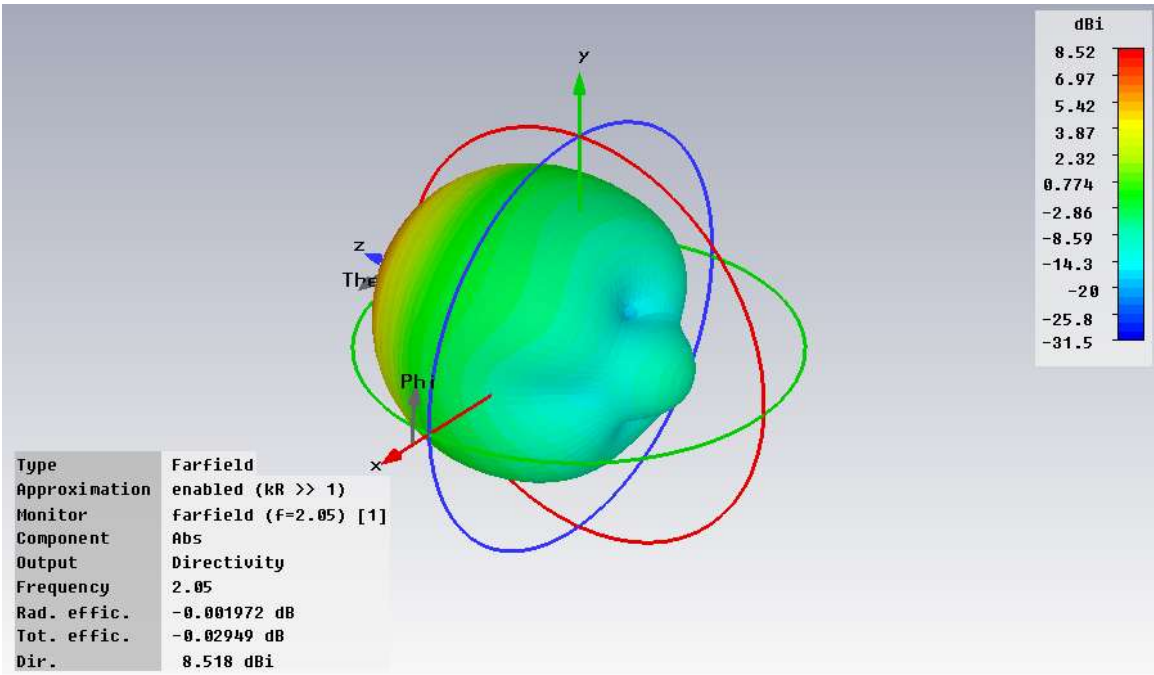


Figura 4.98 Diagrama de radiación en polares con $\theta = 36^\circ$ para $f = 1850\text{MHz}$, puerto número 2 y el modelo 3



(a)



(b)

Figura 4.99 Diagrama de radiación en 3D (vista frontal (a) y trasera (b)) para $f = 2050\text{MHz}$, puerto número 1 y el modelo 3

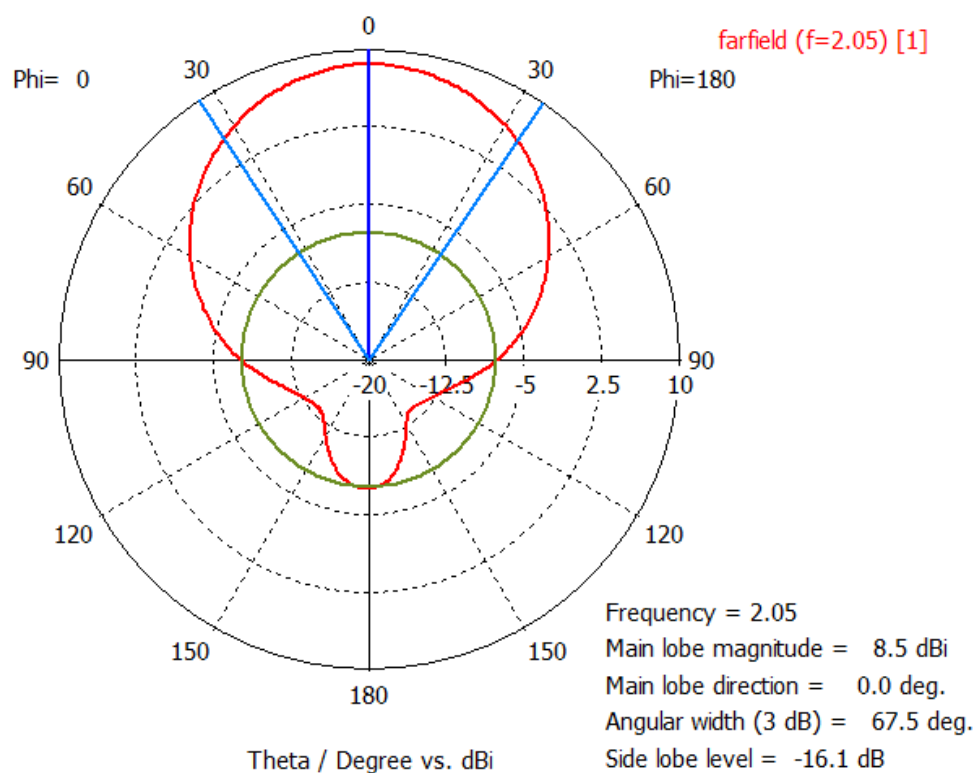


Figura 4.100 Diagrama de radiación en polares con $\phi = 0^\circ$ para $f = 2050\text{MHz}$, puerto número 1 y el modelo 3

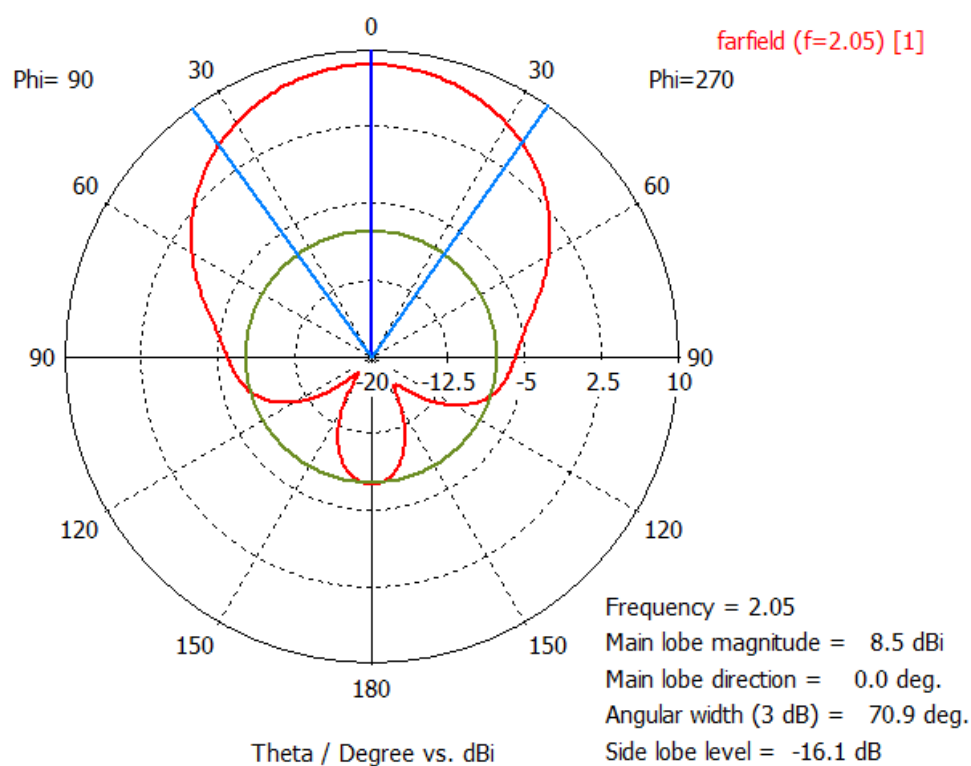


Figura 4.101 Diagrama de radiación en polares con $\phi = 90^\circ$ para $f = 2050\text{MHz}$, puerto número 1 y el modelo 3

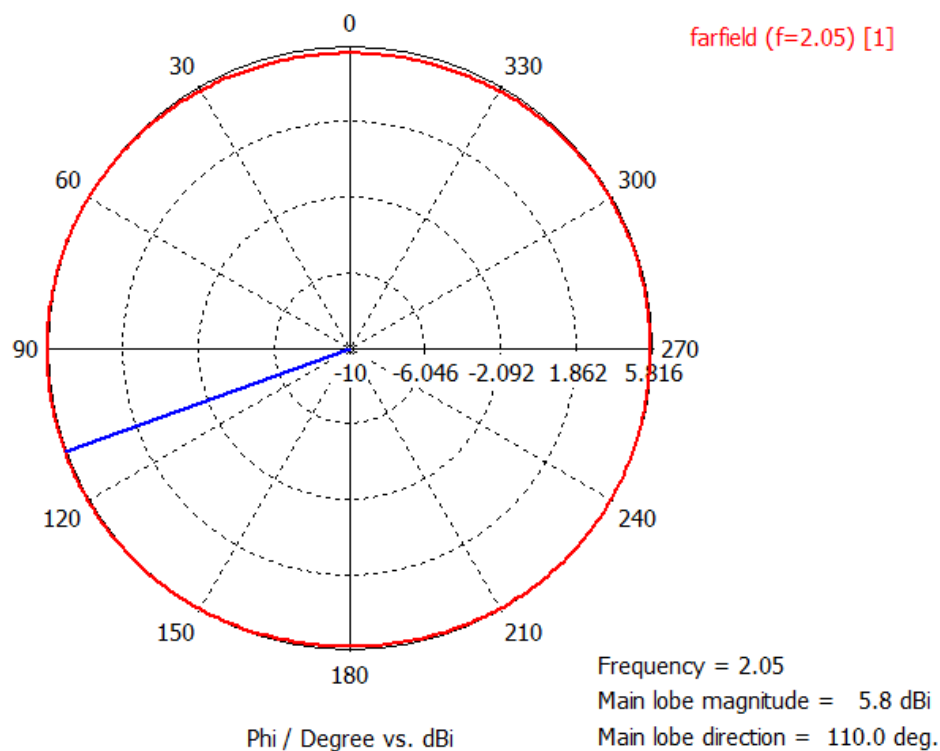
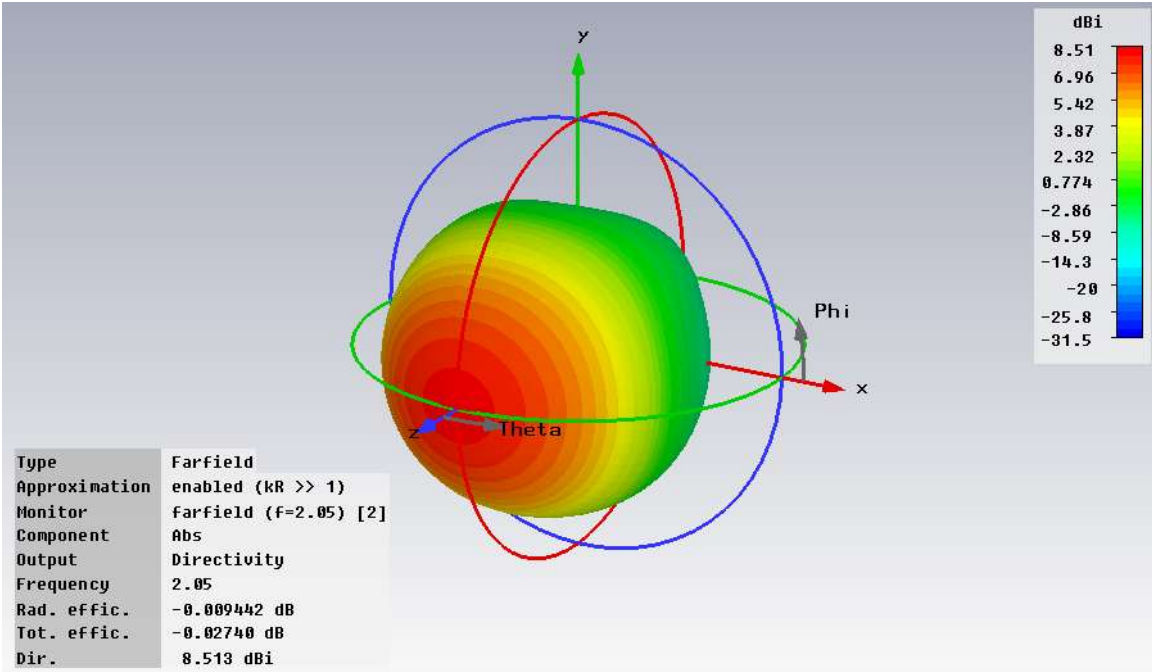
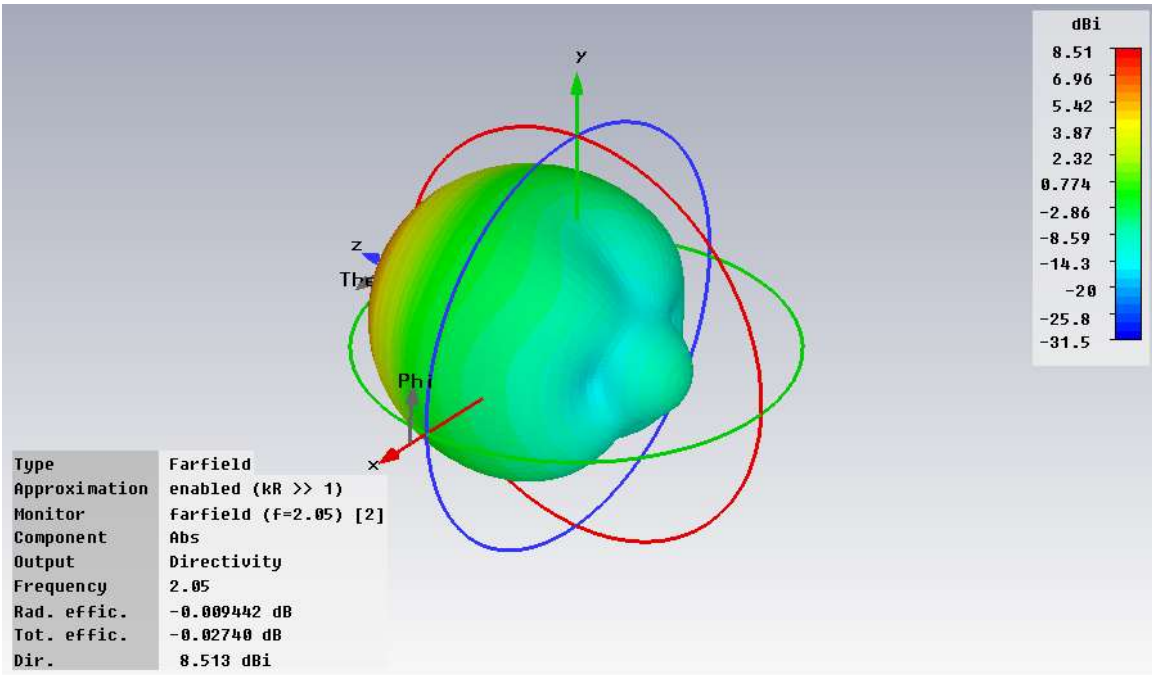


Figura 4.102 Diagrama de radiación en polares con theta = 34° para f = 2050MHz, puerto número 1 y el modelo 3



(a)



(b)

Figura 4.103 Diagrama de radiación en 3D (vista frontal (a) y trasera (b)) para $f = 2050\text{MHz}$, puerto número 2 y el modelo 3

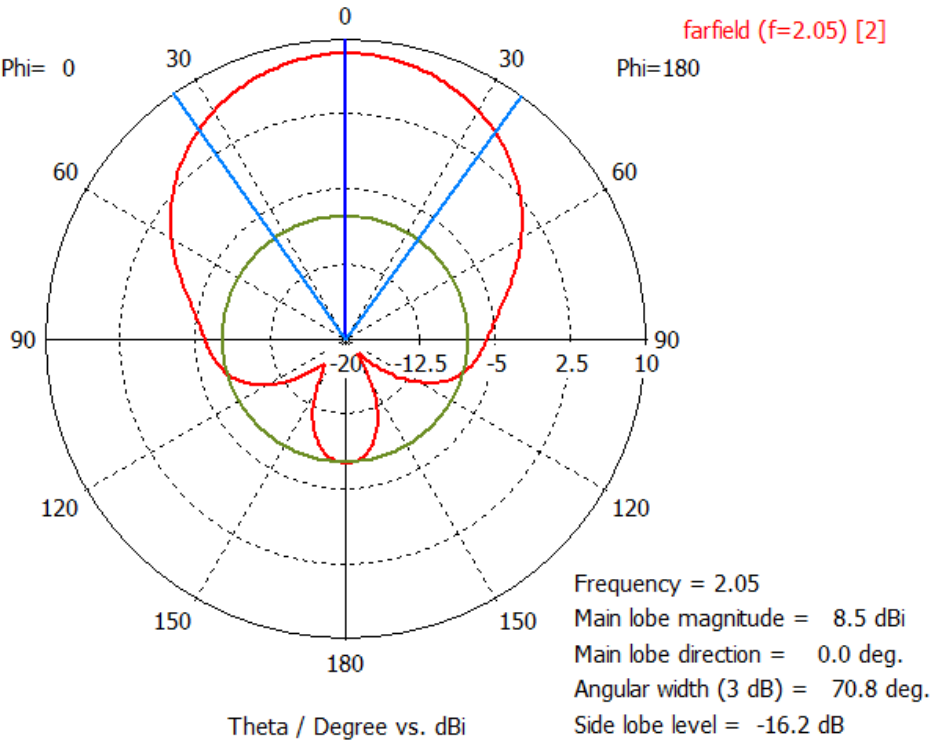


Figura 4.104 Diagrama de radiación en polares con $\phi = 0^\circ$ para $f = 2050\text{MHz}$, puerto número 2 y el modelo 3

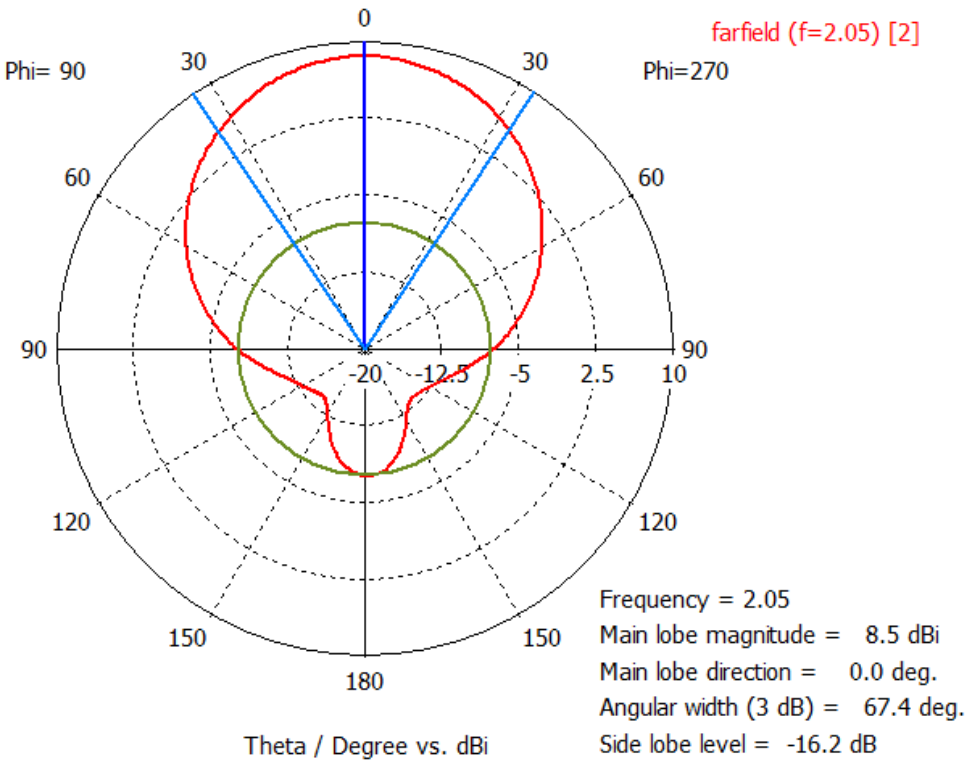


Figura 4.105 Diagrama de radiación en polares con $\phi = 90^\circ$ para $f = 2050\text{MHz}$, puerto número 2 y el modelo 3

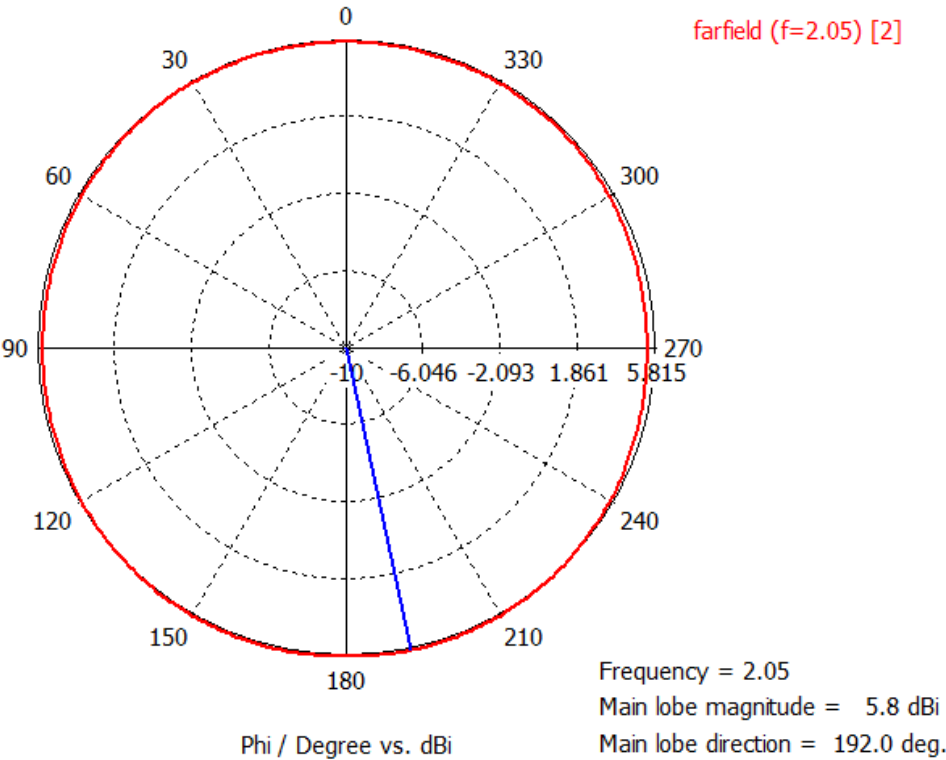
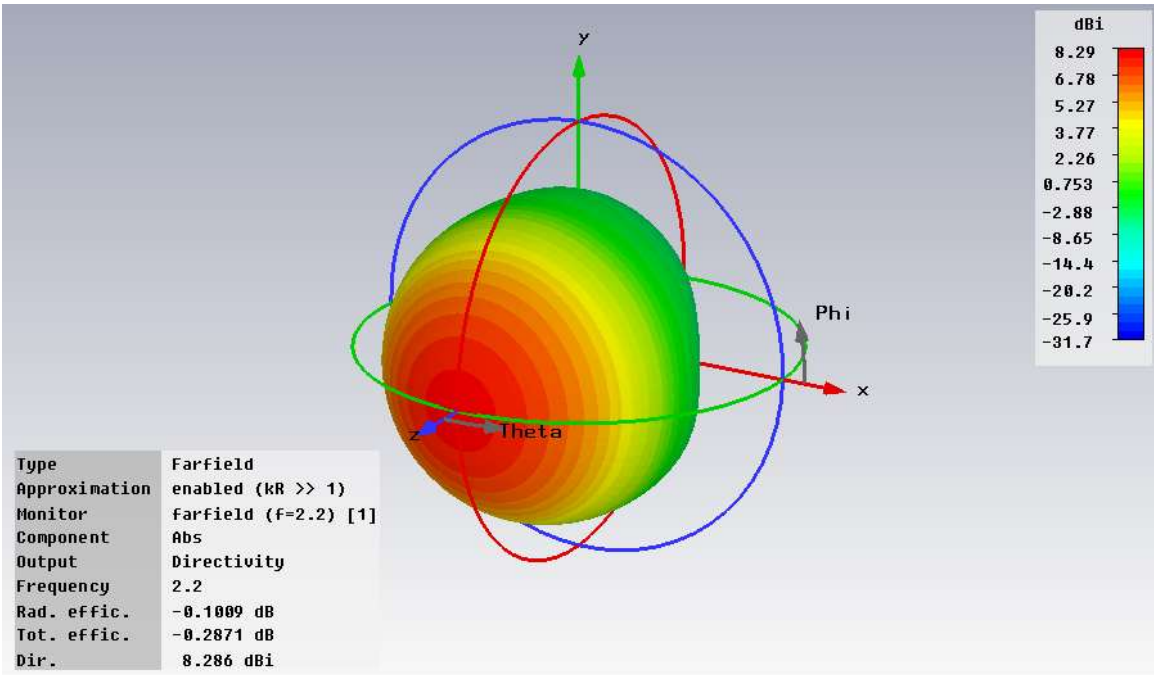
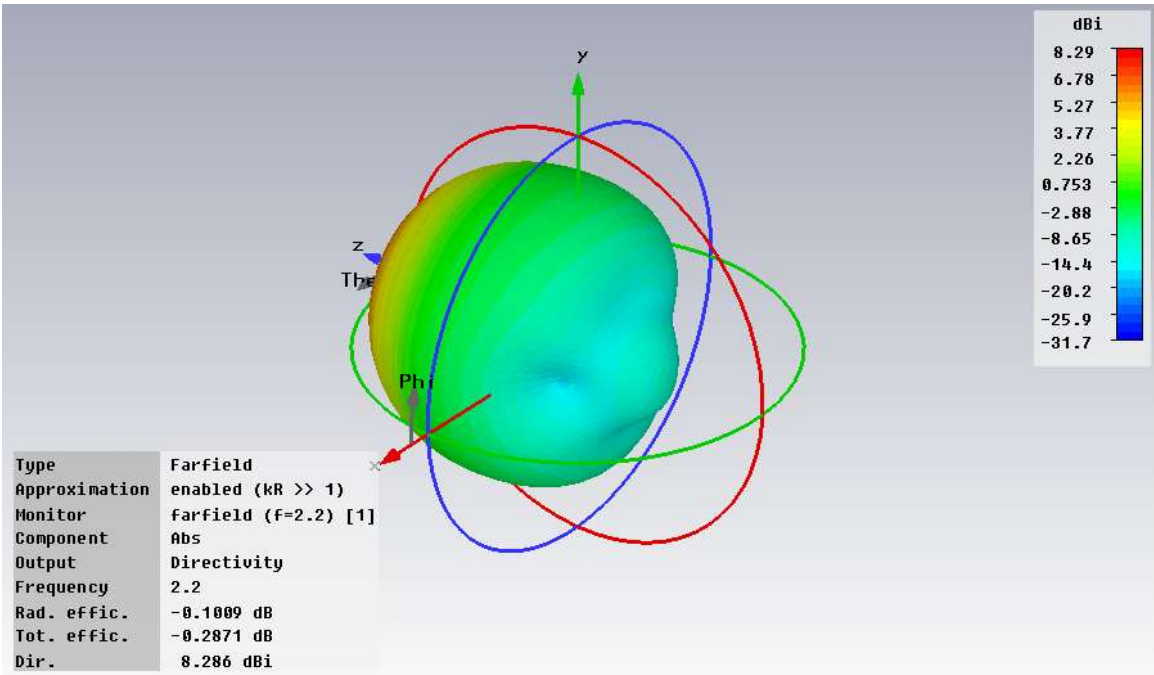


Figura 4.106 Diagrama de radiación en polares con $\theta = 34^\circ$ para $f = 2050\text{MHz}$, puerto número 2 y el modelo 3



(a)



(b)

Figura 4.107 Diagrama de radiación en 3D (vista frontal (a) y trasera (b)) para $f = 2200\text{MHz}$, puerto número 1 y el modelo 3

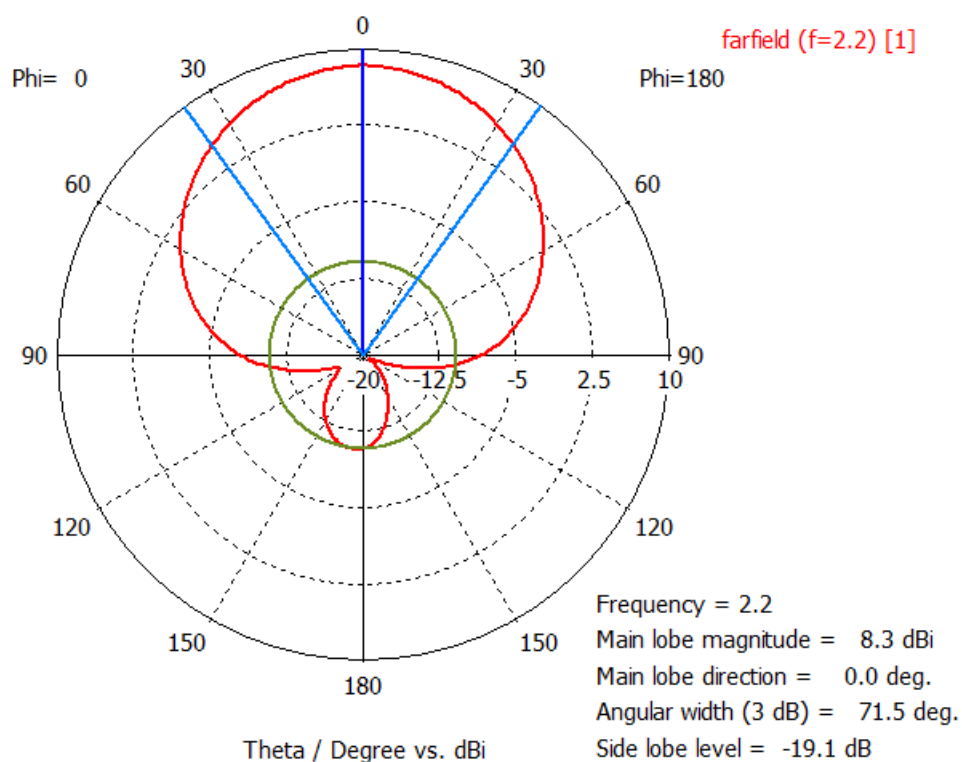


Figura 4.108 Diagrama de radiación en polares con $\phi = 0^\circ$ para $f = 2200\text{MHz}$, puerto número 1 y el modelo 3

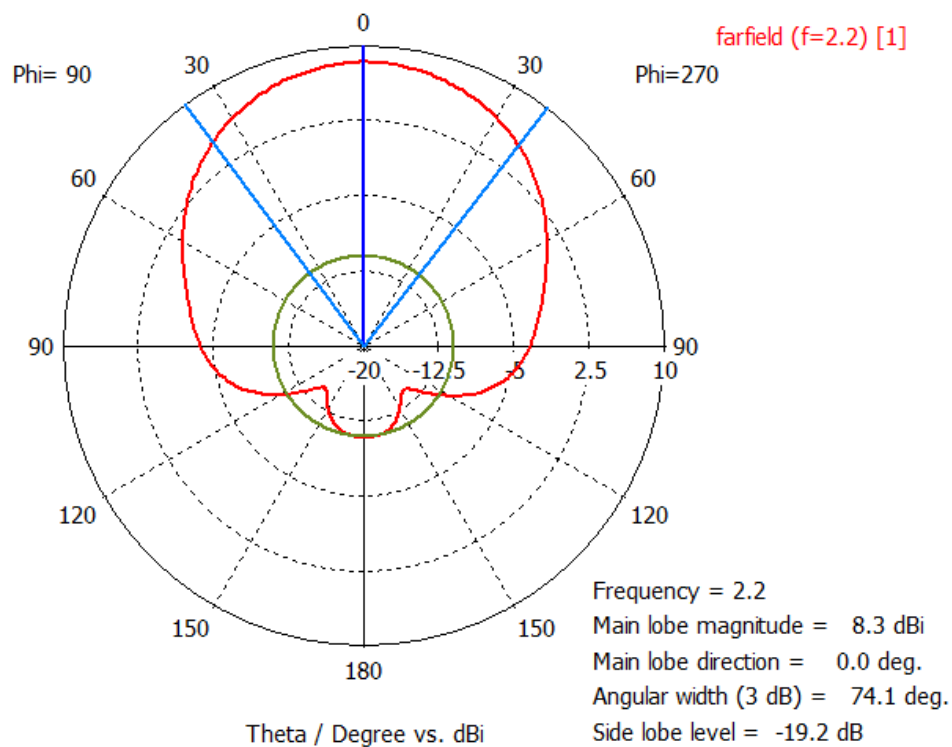


Figura 4.109 Diagrama de radiación en polares con $\phi = 90^\circ$ para $f = 2200\text{MHz}$, puerto número 1 y el modelo 3

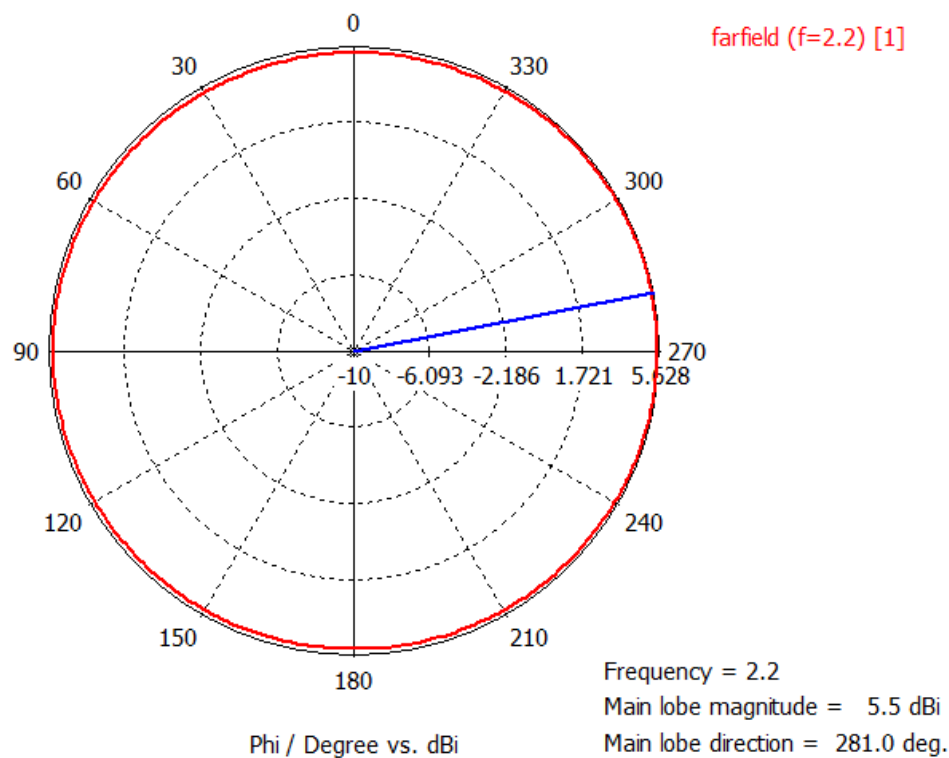
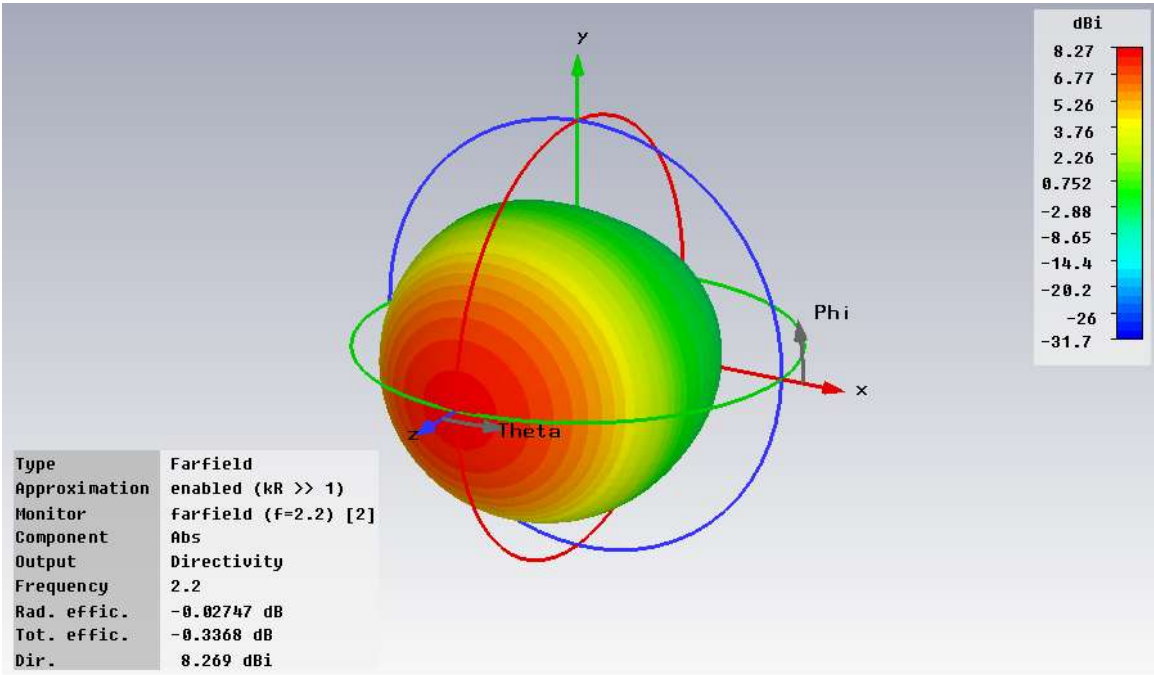
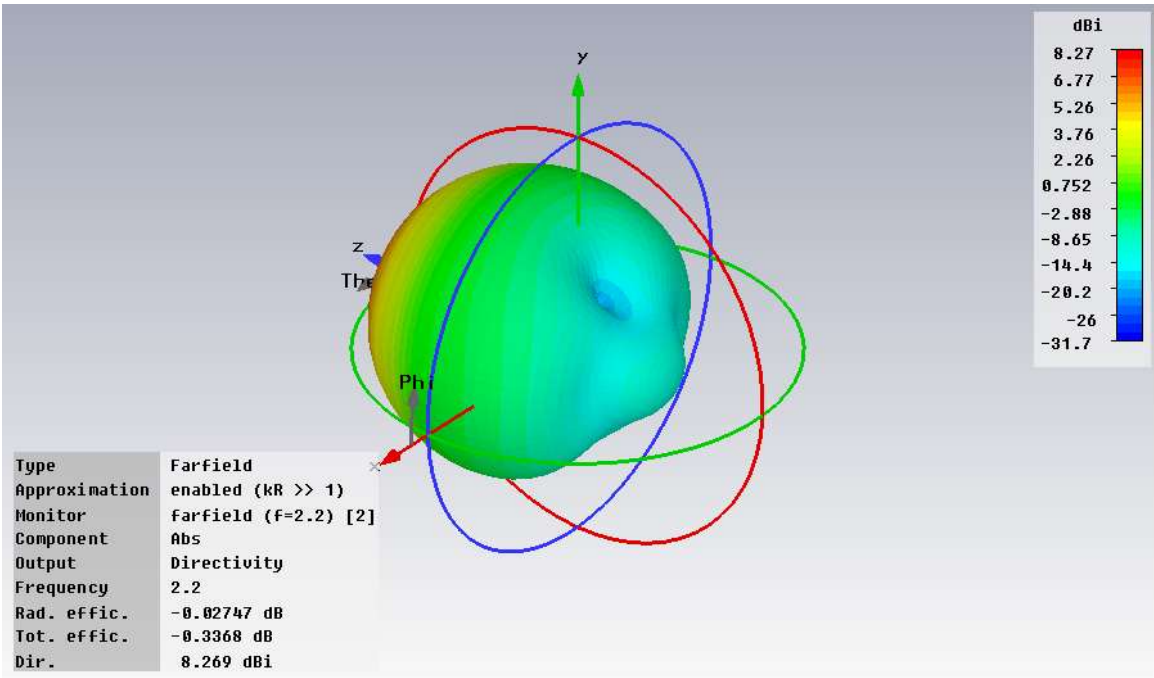


Figura 4.110 Diagrama de radiación en polares con theta = 36° para f = 2200MHz, puerto número 1 y el modelo 3



(a)



(b)

Figura 4.111 Diagrama de radiación en 3D (vista frontal (a) y trasera (b)) para $f = 2200\text{MHz}$, puerto número 2 y el modelo 3

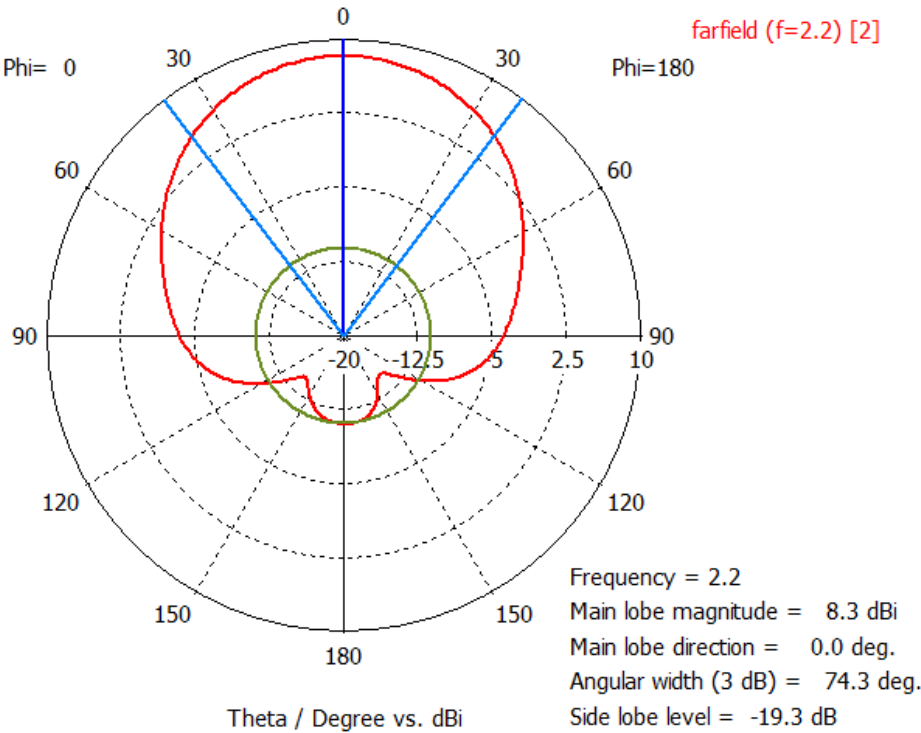


Figura 4.112 Diagrama de radiación en polares con $\phi = 0^\circ$ para $f = 2200\text{MHz}$, puerto número 2 y el modelo 3

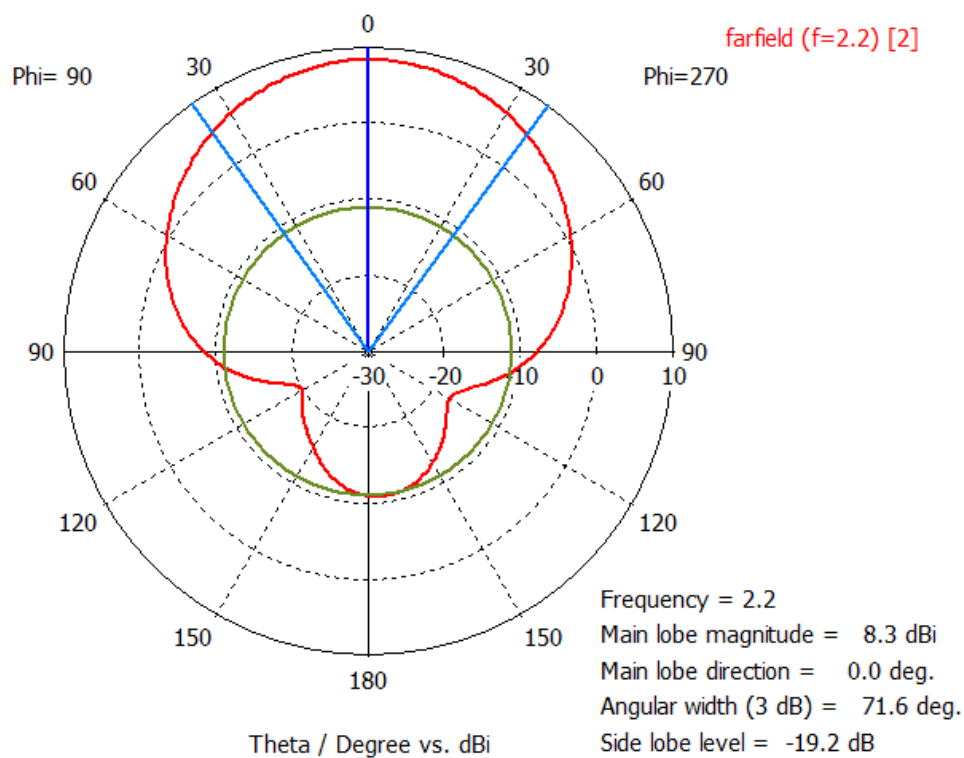


Figura 4.113 Diagrama de radiación en polares con $\phi = 90^\circ$ para $f = 2200\text{MHz}$, puerto número 2 y el modelo 3

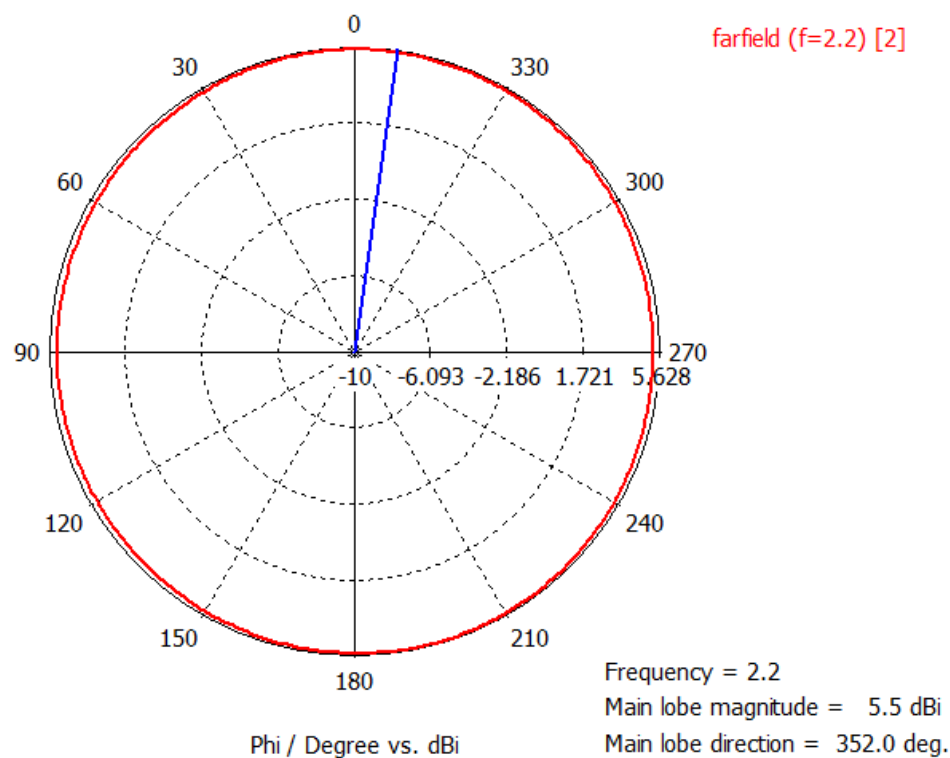


Figura 4.114 Diagrama de radiación en polares con $\theta = 36^\circ$ para $f = 2200\text{MHz}$, puerto número 2 y el modelo 3

- Conclusiones

El aislamiento entre los puertos S12 y S21 permanece en el rango de frecuencias de trabajo de la antena por debajo de los -25dB aproximadamente, exceptuando en los bordes de la banda donde dicho valor aumenta ligeramente. Teniendo en cuenta las cotas buscadas en comunicaciones móviles, se puede concluir que en este caso este modelo no cumple con los requisitos de tener un aislamiento inferior a -30dB, aunque se está muy cerca del valor objetivo.

En el caso de la adaptación de la antena, sí se han obtenido resultados aceptables. El nivel de adaptación obtenido es de -20dB para gran parte de la banda, excepto entre los 1700MHz y 1800Mhz, y entre 2150MHz y 2200MHz donde es algo superior. De igual manera que en los anteriores modelos y teniendo en cuenta la cota de los -10dB, podemos afirmar que el comportamiento obtenido en este sentido es bastante bueno generando muy pocas pérdidas por desadaptación.

En cuanto al diagrama de radiación se refiere, como ya se sabe se ha obtenido un haz de tipo pincel. En este caso y hablando del ancho de haz horizontal, para el puerto 1 se obtiene un ancho de haz más o menos constante de unos 70°. En el caso del puerto 2 se obtiene un ancho de aproximadamente 73°. Analizando dichos valores, vemos que todos están dentro de lo buscado por lo que se darán también por buenos.

Finalmente nos queda por analizar la radiación trasera. En este caso observando las figuras vemos que tenemos un valor constante de entre -16 dB y -19dB, por lo que podemos decir que estamos por encima del umbral de los -20 dB, de nuevo incumpliendo los requisitos, pero al igual que en los anteriores modelos, podrían aplicarse varios métodos para solucionar dicho problema.

Finalmente, también se puede comentar algo acerca de la ganancia de nuestra antena. En este caso, se mantiene constante entre los 8.5dB y 9dB aproximadamente como en los anteriores modelos.

Una vez analizados los resultados obtenidos de la simulación de este modelo, se puede concluir que parece ser un candidato aceptable para la construcción de un array, aunque habría que buscar alguna solución para aumentar el aislamiento entre los puertos.

4.2.3 Estudios paramétricos de la antena

Se ha creído conveniente completar el estudio de la antena que se viene llevando a cabo en los anteriores apartados con un estudio paramétrico para dejar claro y de manera unificada cuáles son las variables, fundamentalmente en el aspecto de medidas, que afectan e influyen en los cambios que se puedan producir en los parámetros de la antena. Es decir, qué pasa si se aumenta el tamaño, o el grosor de los parches, o la dimensión de las líneas de alimentación, de las ranuras, etc. Con este estudio se pretende demostrar que las suposiciones sobre las medidas que se han especificado durante la explicación del parche en los apartados 4.2.1 y 4.2.2 son correctas, y ver en qué afectan las variaciones de las mismas. De nuevo estas simulaciones han sido realizadas con el software que se viene utilizando hasta ahora, CST Studio Suite.

Los estudios realizados básicamente son sobre parámetros individuales, es decir, se dejan todos los parámetros fijos y se varía uno para observar la variación de las prestaciones de la antena. También se realizará algún estudio sobre la variación de varios parámetros simultáneamente, aunque por regla general serán de carácter individual.

También hay que destacar que las simulaciones se han centrado en las diferentes partes de la antena, es decir, por un lado se jugará con los parámetros de los parches (capas 1 y 2), por otro lado con la estructura de alimentación (capas 3 y 4) y por último con los dispersores (capa5).

Por último, cabe aclarar que todas las simulaciones se han realizado tomando como base el modelo 1, ya que es el que mejores prestaciones ha resultado tener.

A continuación se presentan las simulaciones realizadas junto con la explicación de los resultados obtenidos.

- Variación sobre los parámetros de los parches superior e inferior:

En las dos primeras capas (1 y 2) únicamente tenemos cuatro parámetros variables, el espesor de los sustratos ‘hl’ y ‘hu’ y de las metalizaciones (cuadradas) ‘wl’ y ‘wu’. El tamaño general de la antena ‘wa’ no es variable, ya que viene fijado por el tamaño de las líneas de alimentación.

- Variaciones de 'wl'

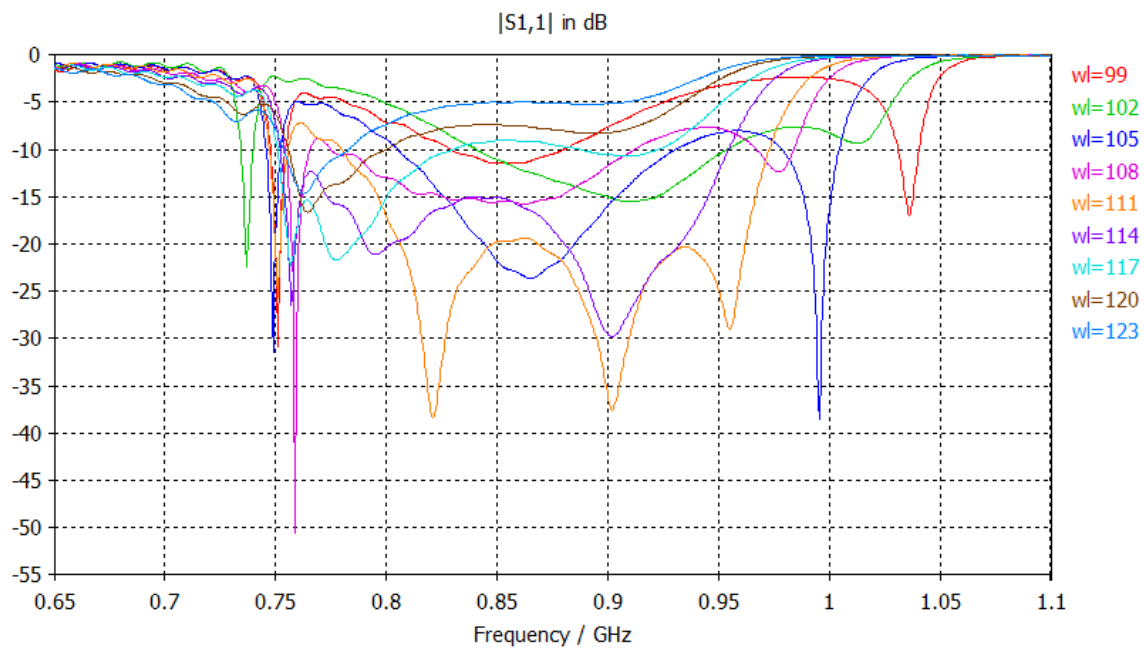


Figura 4.115 Variaciones sobre el parámetro S11 con 'wl'

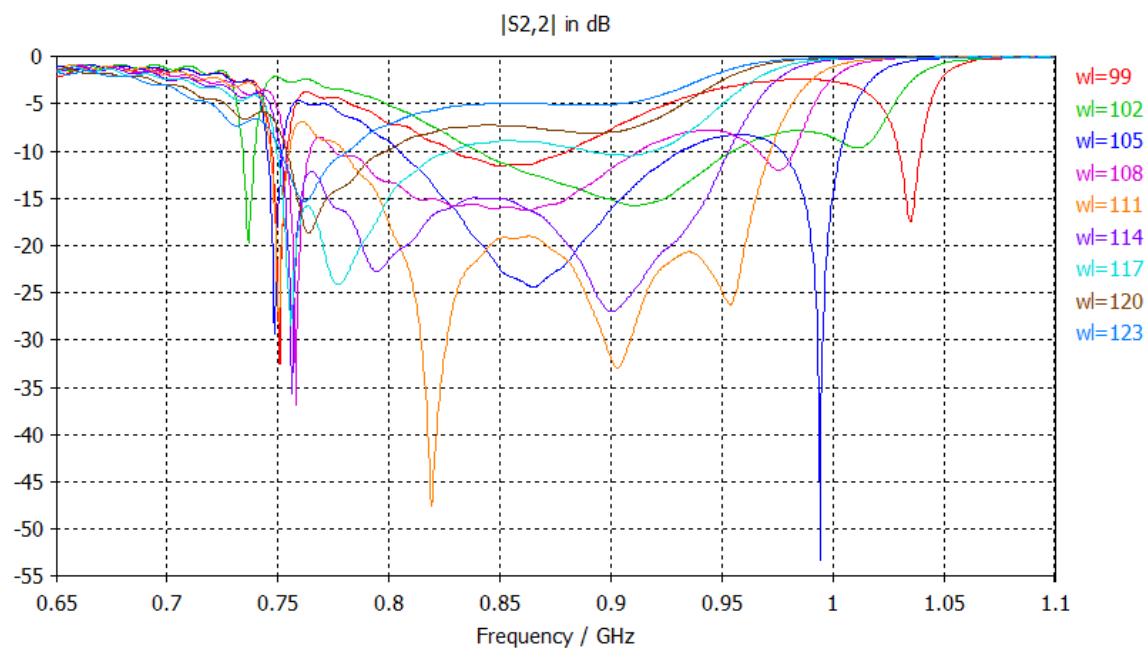


Figura 4.116 Variaciones sobre el parámetro S22 con 'wl'

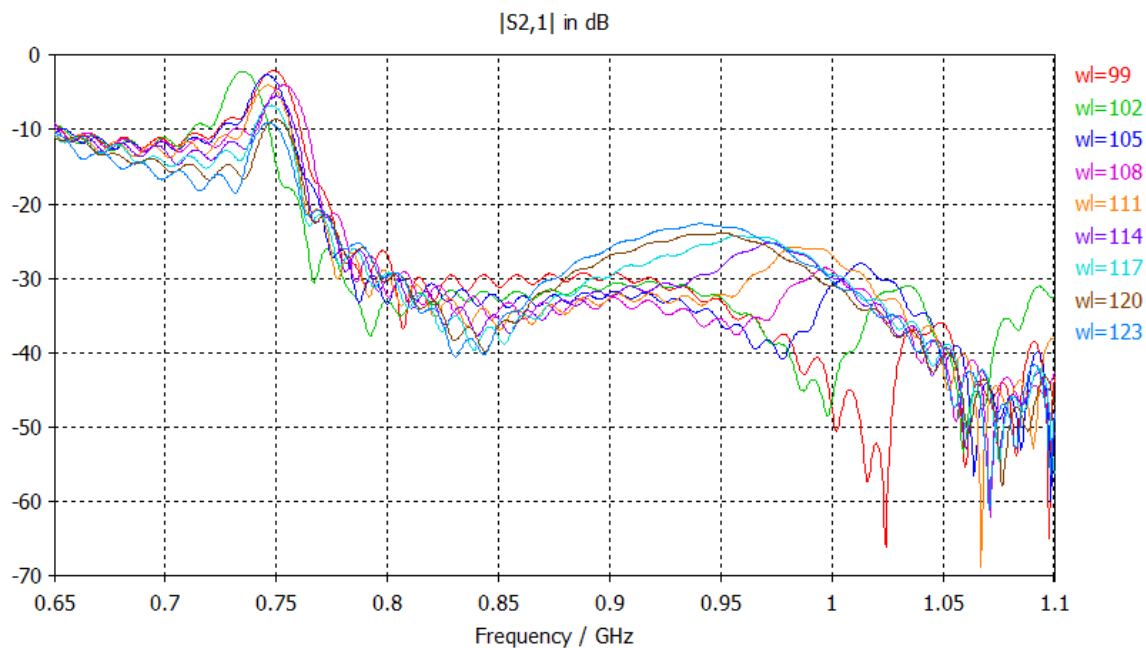


Figura 4.117 Variaciones sobre el parámetro S21/S12 con 'wl'

En este caso puede verse en las figuras cómo la variación del parámetro 'wl' es muy importante. Esta anchura es la del parche inferior, que es el de mayor tamaño, y el responsable de las frecuencias más bajas. Efectivamente se ve cómo la frecuencia inferior se va desplazando con la variación de dicha anchura, pero también se observa un desplazamiento de la frecuencia superior. Esto es así debido a lo que ya se explicó en el anterior apartado, y es que el parche inferior será el encargado de alimentar al superior, por lo que las variaciones en éste afectan de manera directa al superior, y por tanto a la frecuencia superior del parche.

- Variaciones de 'hl'

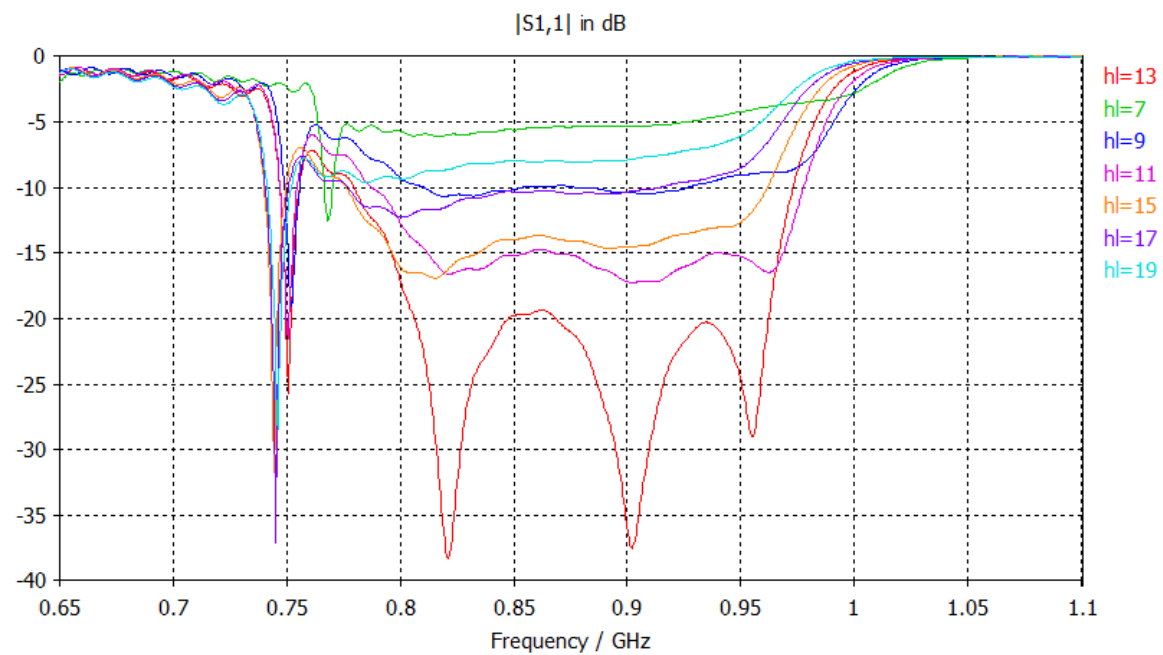


Figura 4.118 Variaciones sobre el parámetro S11 con 'hl'

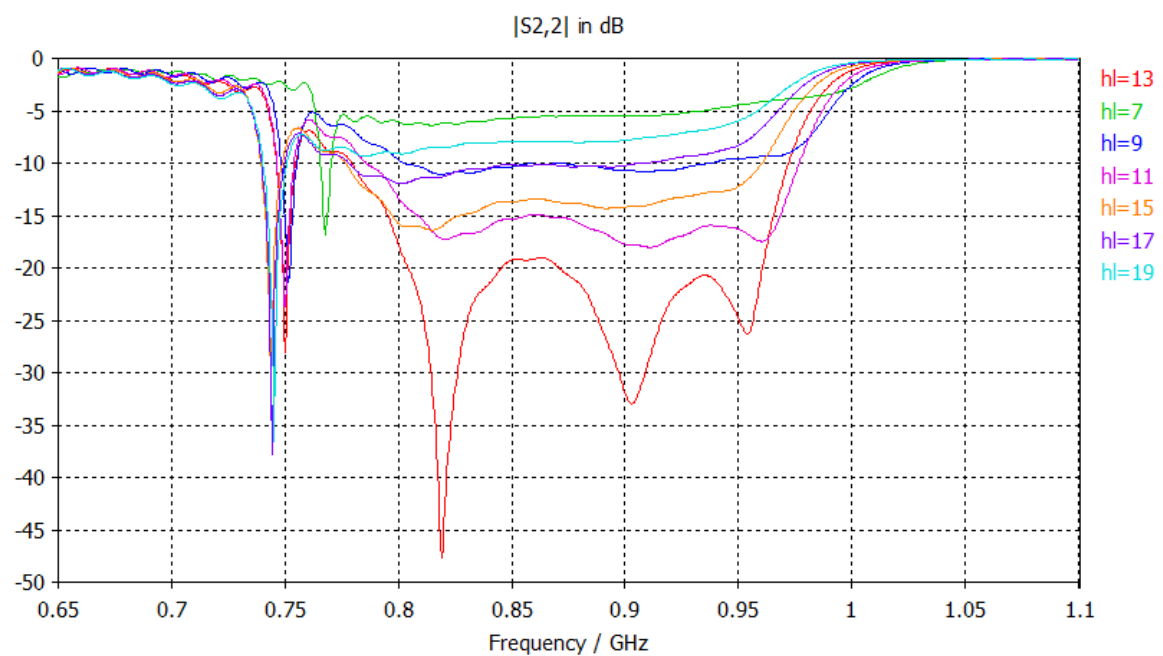


Figura 4.119 Variaciones sobre el parámetro S22 con 'hl'

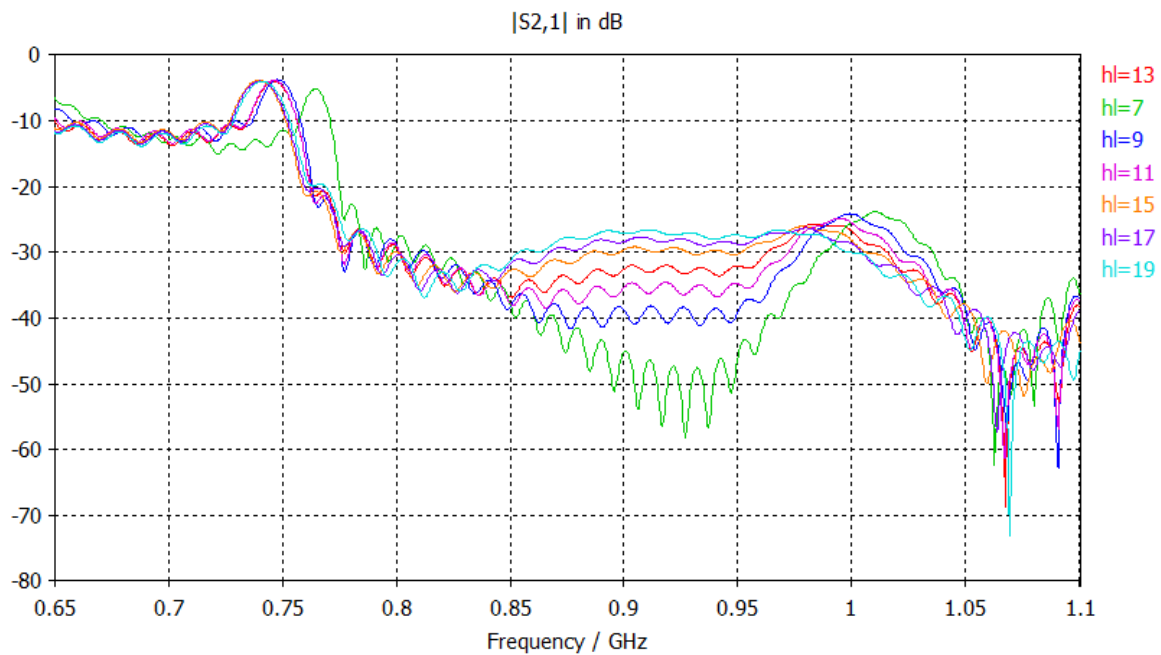


Figura 4.120 Variaciones sobre el parámetro S_{21}/S_{12} con ' h_l '

Para el caso de la altura del parche inferior, puede observarse cómo el único cambio apreciable es en el nivel de adaptación, por lo que dicho parámetro se ha ajustado para obtener el mayor nivel de adaptación posible, sin descuidar el nivel de acoplo entre ambos puertos, mostrado en la figura 4.120.

De igual manera que se comentó anteriormente y se ha podido observar en algunas figuras como esta última, en ocasiones los valores de rizado son algo más elevados de lo habitual debido al compromiso entre este y el tiempo de simulación.

- Variaciones de 'wu'

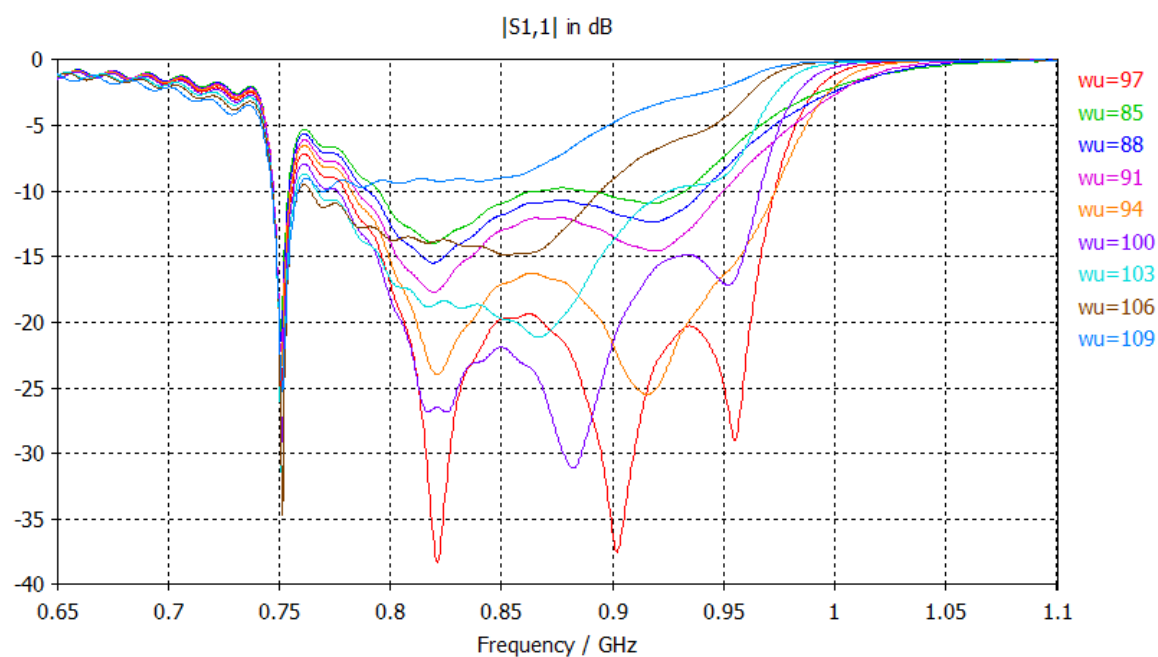


Figura 4.121 Variaciones sobre el parámetro S11 con 'wu'

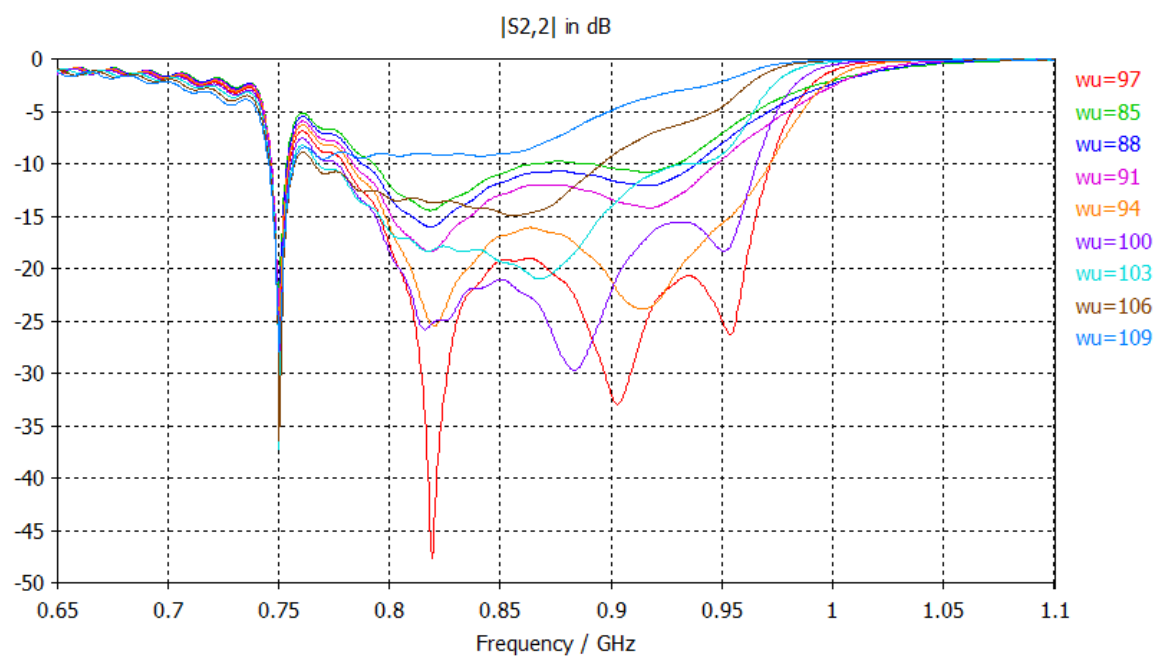


Figura 4.122 Variaciones sobre el parámetro S22 con 'wu'

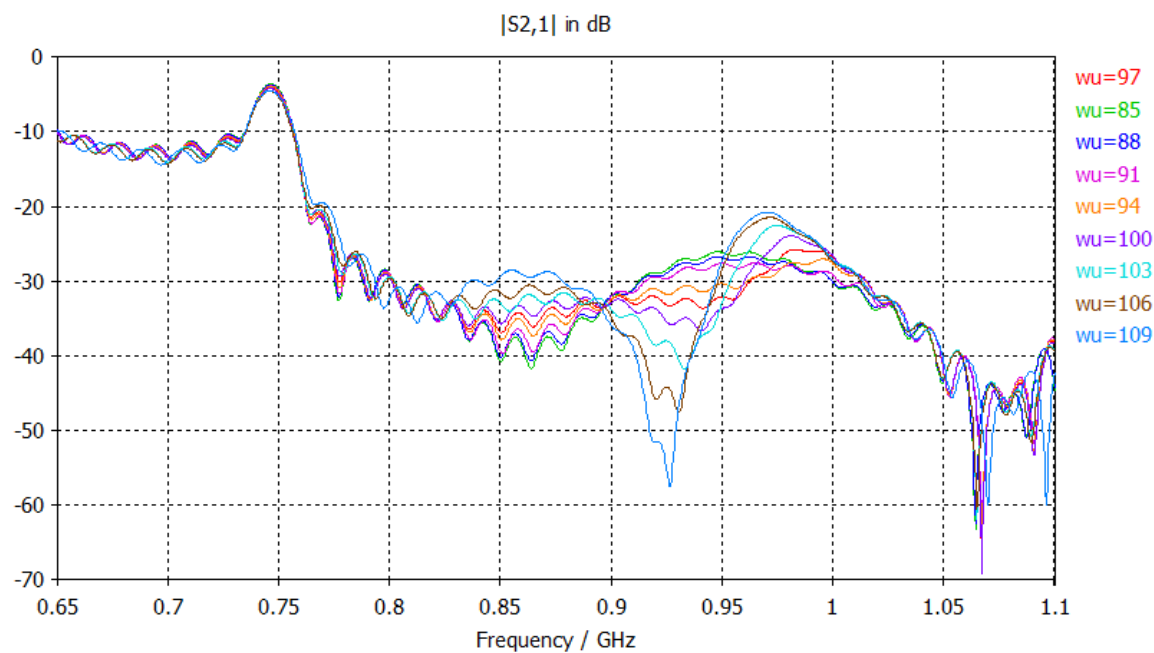


Figura 4.123 Variaciones sobre el parámetro S21/S12 con 'wu'

En este punto se muestran las variaciones producidas por los cambios en el parche superior. Como ya se sabe, dicho parche es el de menor tamaño y el responsable de las frecuencias altas. Y así puede observarse en las figuras, como la única variación, además del nivel de adaptación, es el ligero desplazamiento en la posición de la frecuencia de resonancia superior, mientras la inferior permanece inmóvil.

- Variaciones de 'hu'

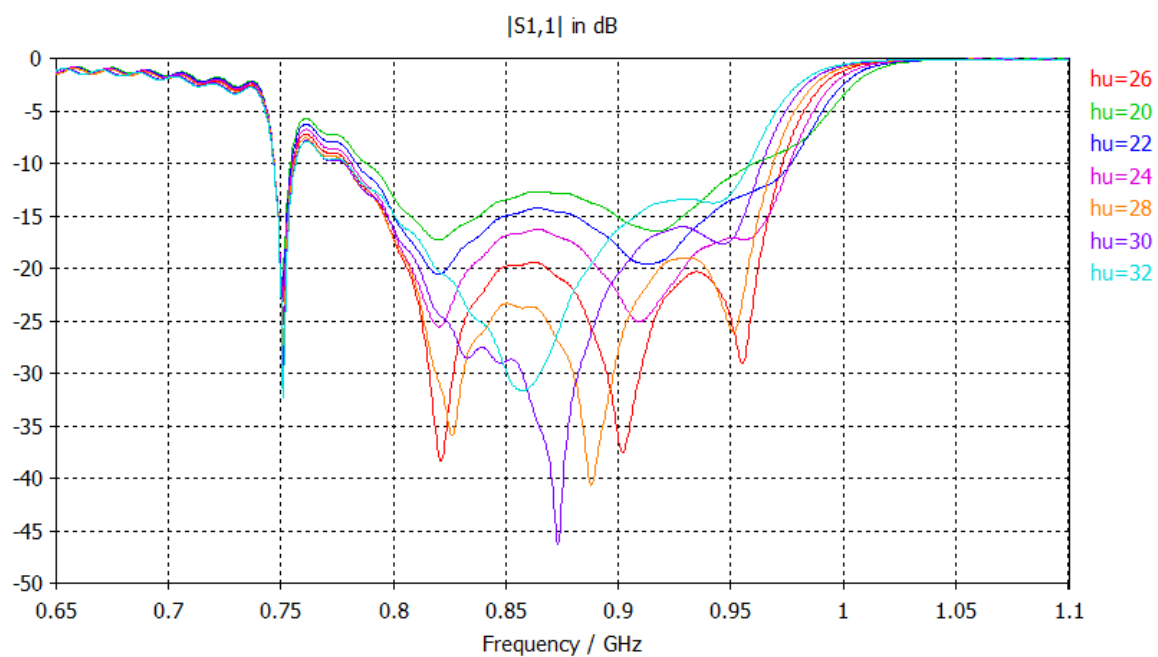


Figura 4.124 Variaciones sobre el parámetro S11 con 'hu'

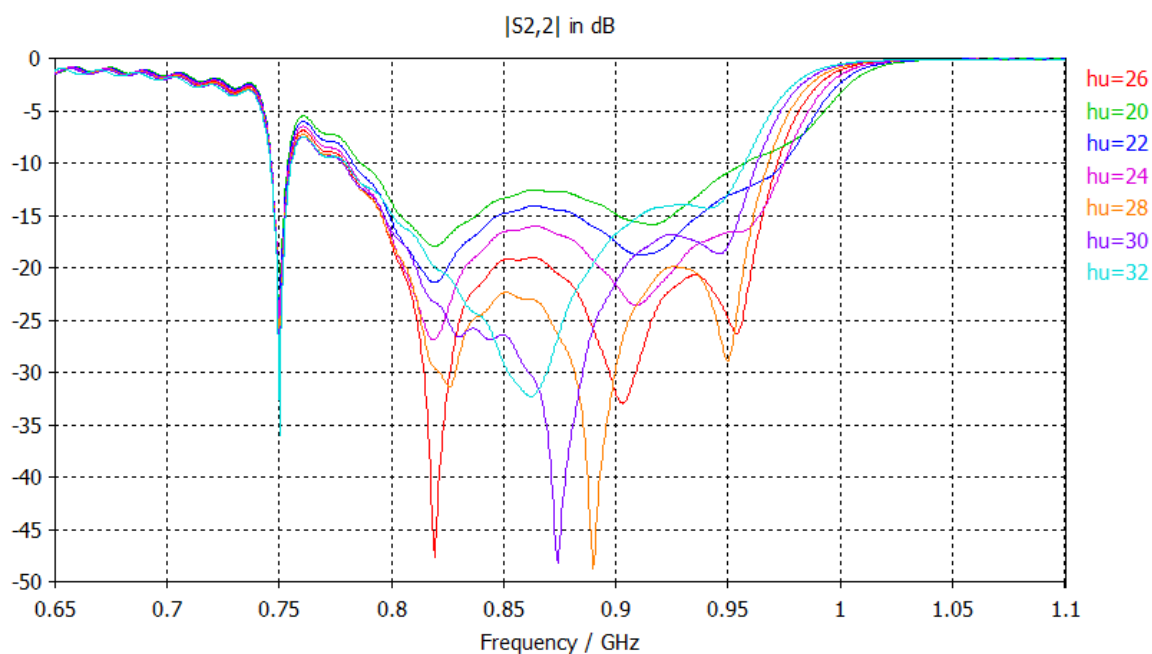


Figura 4.125 Variaciones sobre el parámetro S22 con 'hu'

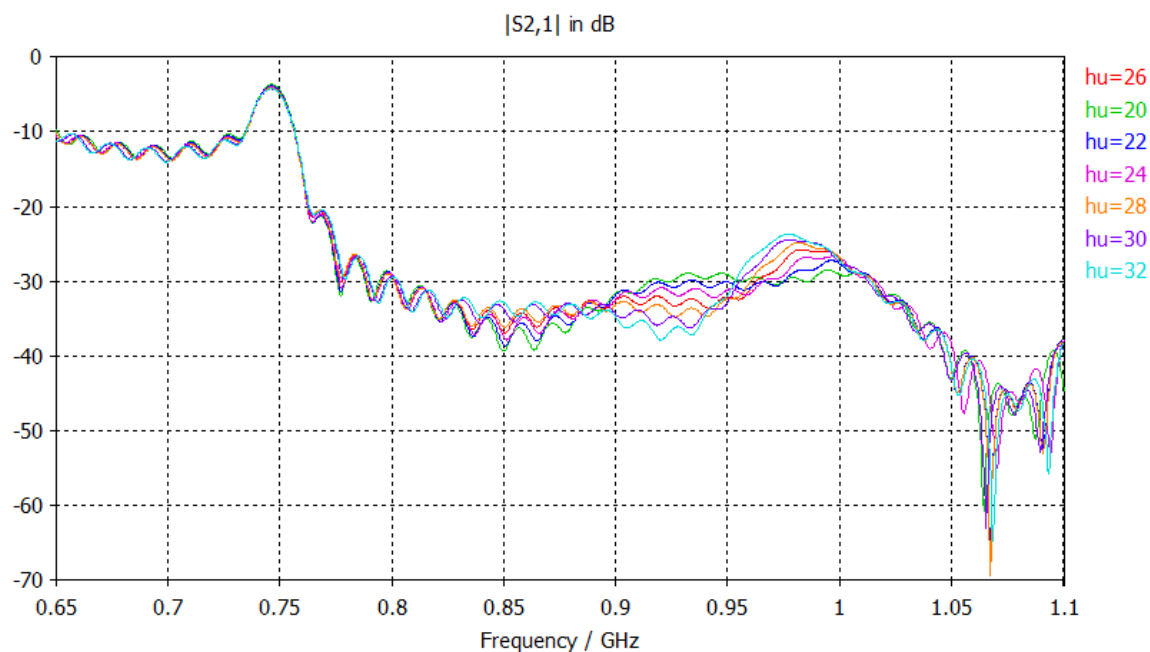


Figura 4.126 Variaciones sobre el parámetro S21/S12 con 'hu'

Nuevamente para estas simulaciones, que son sobre la altura del parche superior, vemos cómo la única variación es en el nivel de adaptación, como pasaba con la altura del sustrato del parche inferior. De igual manera se ha ajustado dicho valor para obtener los mejores resultados posibles.

- **Variación sobre los parámetros de la estructura de alimentación:**

Como ya se ha dicho en varias ocasiones, la estructura de alimentación está formada por las dos capas 3 y 4. Los parámetros variables en estas capas son muy numerosos como puede verse en las figuras del apartado 4.2.1. A continuación se muestran los resultados obtenidos en las simulaciones.

○ Ranura

- Variación de 'sll'

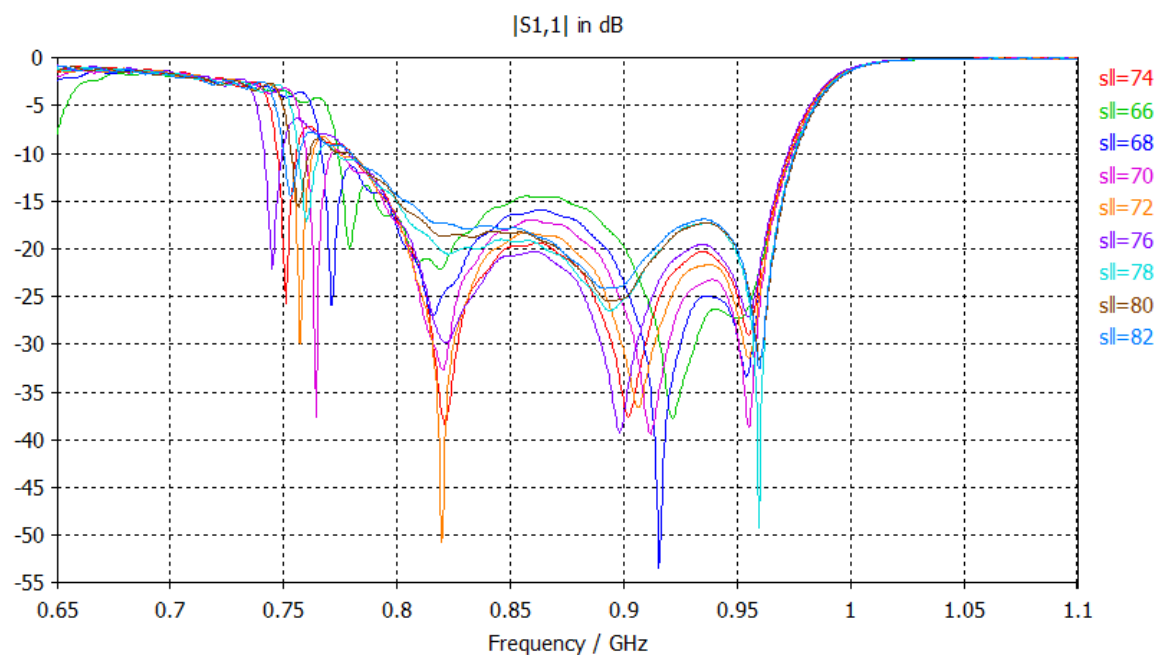


Figura 4.127 Variaciones sobre el parámetro S11 con 'sll'

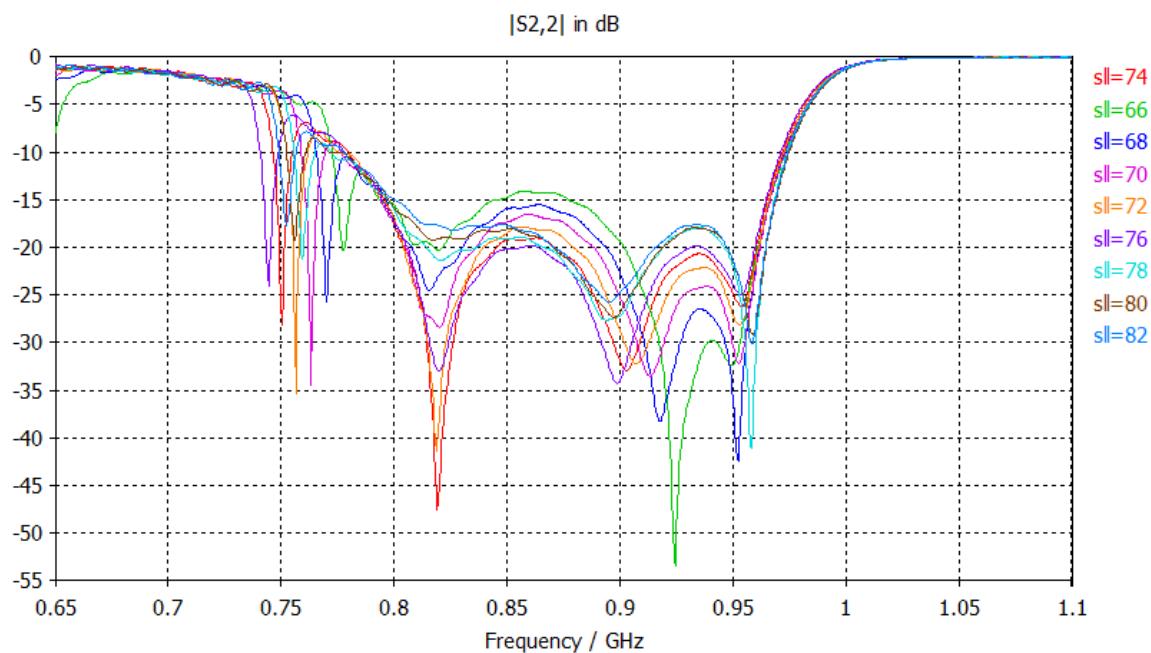


Figura 4.128 Variaciones sobre el parámetro S22 con 'sl'

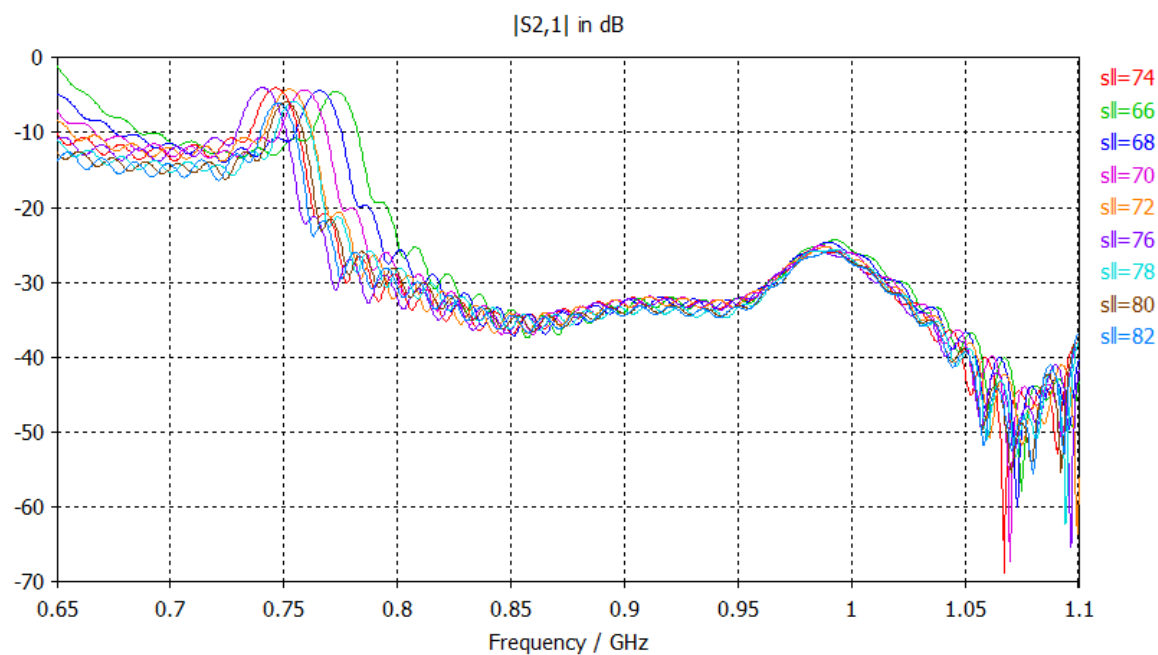


Figura 4.129 Variaciones sobre el parámetro S21/S12 con 'sl'

Este parámetro se corresponde con la longitud total de la ranura de alimentación. En las anteriores figuras puede observarse como para tamaños pequeños se consiguen buenas adaptaciones en las altas frecuencias y algo pobres en las bajas frecuencias, y según se va aumentando el tamaño se va mejorando en las bajas frecuencias y empeorando en las altas. Por lo tanto se intuye que el parámetro se ha fijado manteniendo

un compromiso entre todas las frecuencias para obtener prestaciones similares a lo largo de todo el ancho de banda.

- Variación de 'sw'

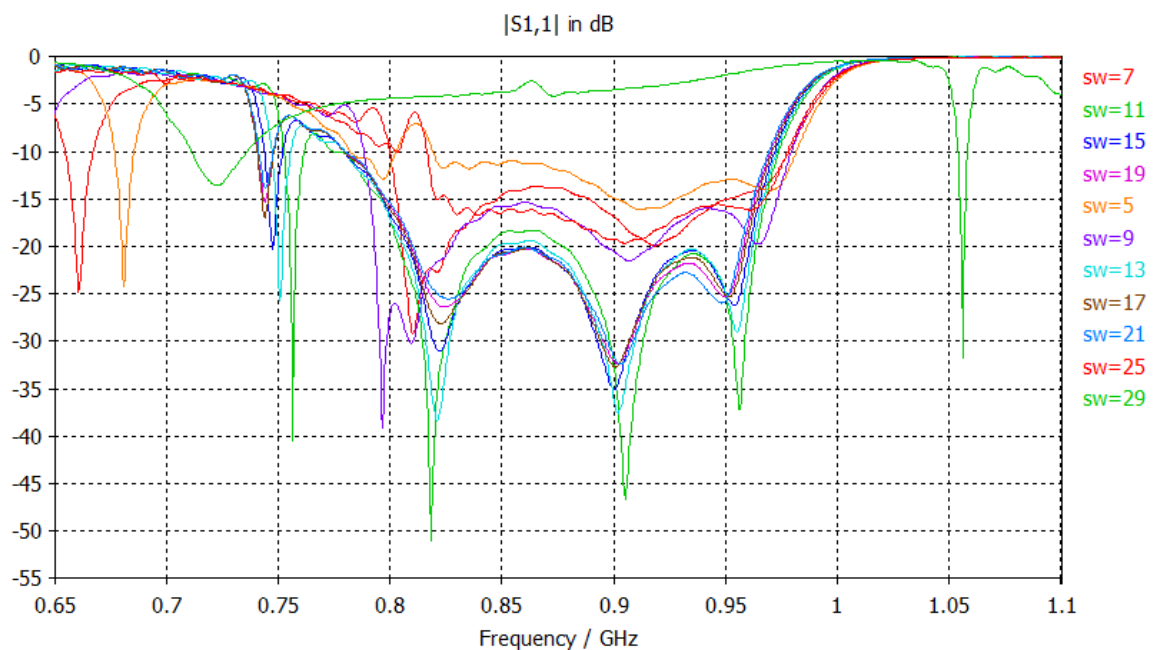


Figura 4.130 Variaciones sobre el parámetro S11 con 'sw'

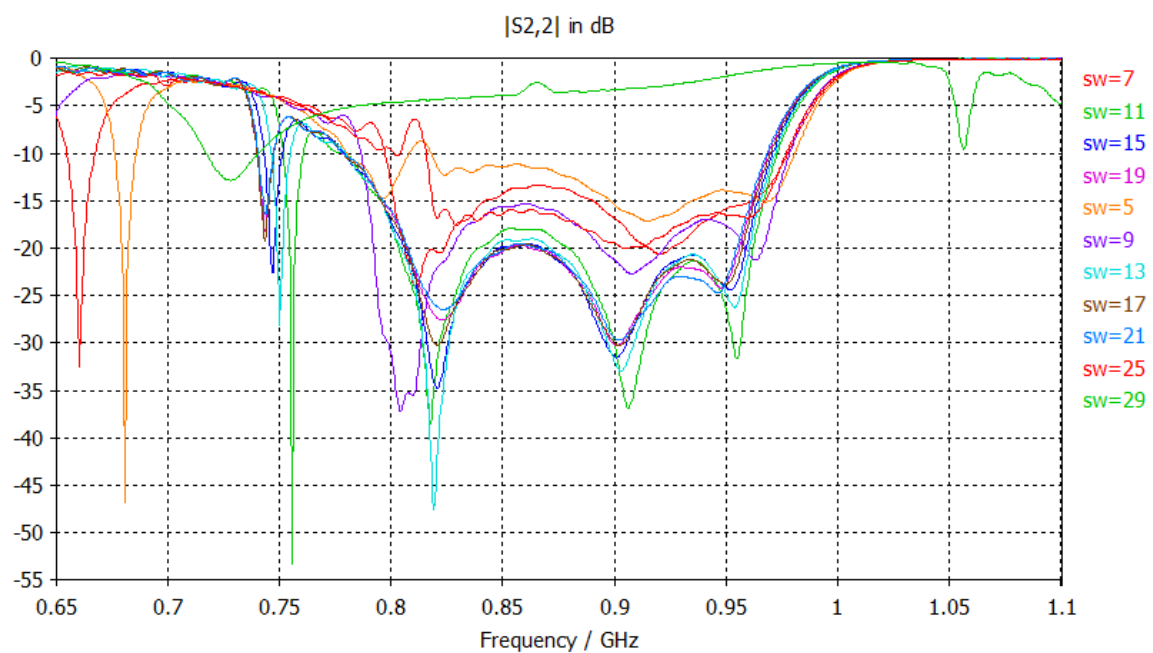


Figura 4.131 Variaciones sobre el parámetro S22 con 'sw'

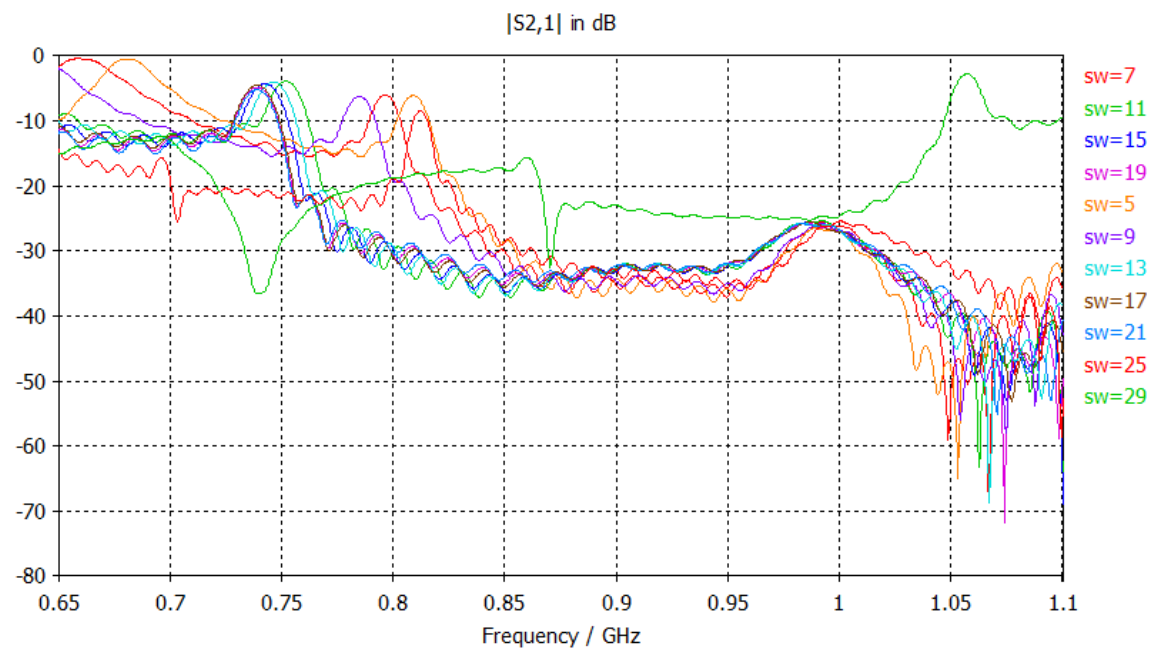


Figura 4.132 Variaciones sobre el parámetro S21/S12 con 'sw'

En este caso, este parámetro representa básicamente la anchura de la ranura. En las figuras puede verse como tiene un margen de distancias en el que funciona de manera similar, pero si dicha anchura se sale de ese margen, ya sea por arriba o por abajo, la antena se desadapta obteniendo malos resultados.

- Variación de 'sla'

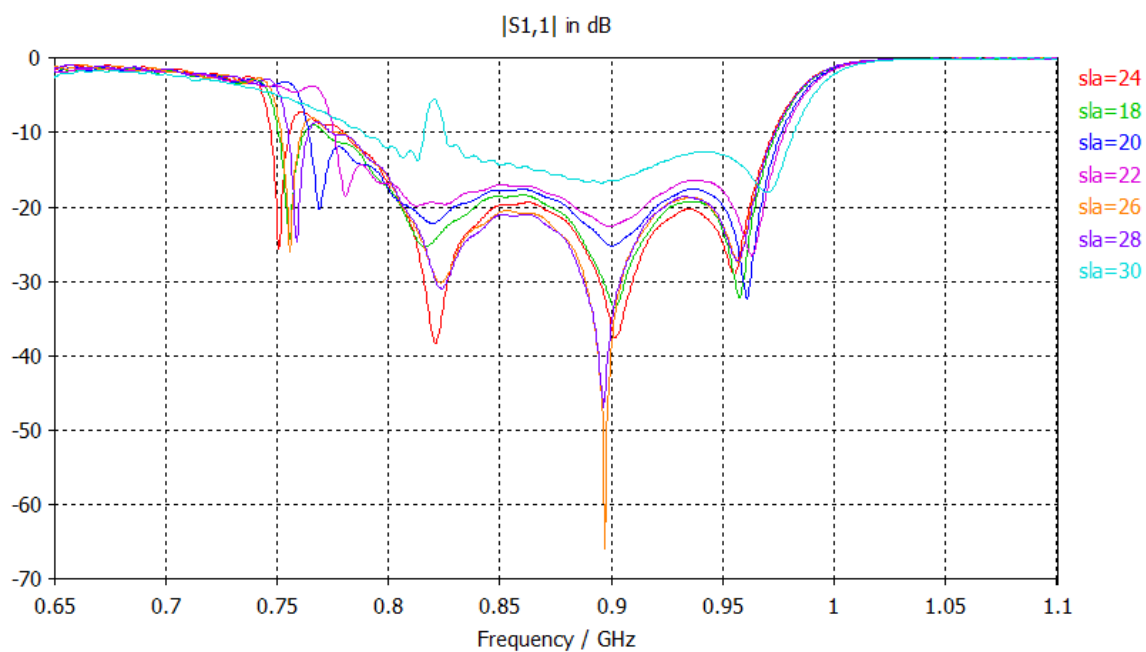


Figura 4.133 Variaciones sobre el parámetro S11 con 'sla'

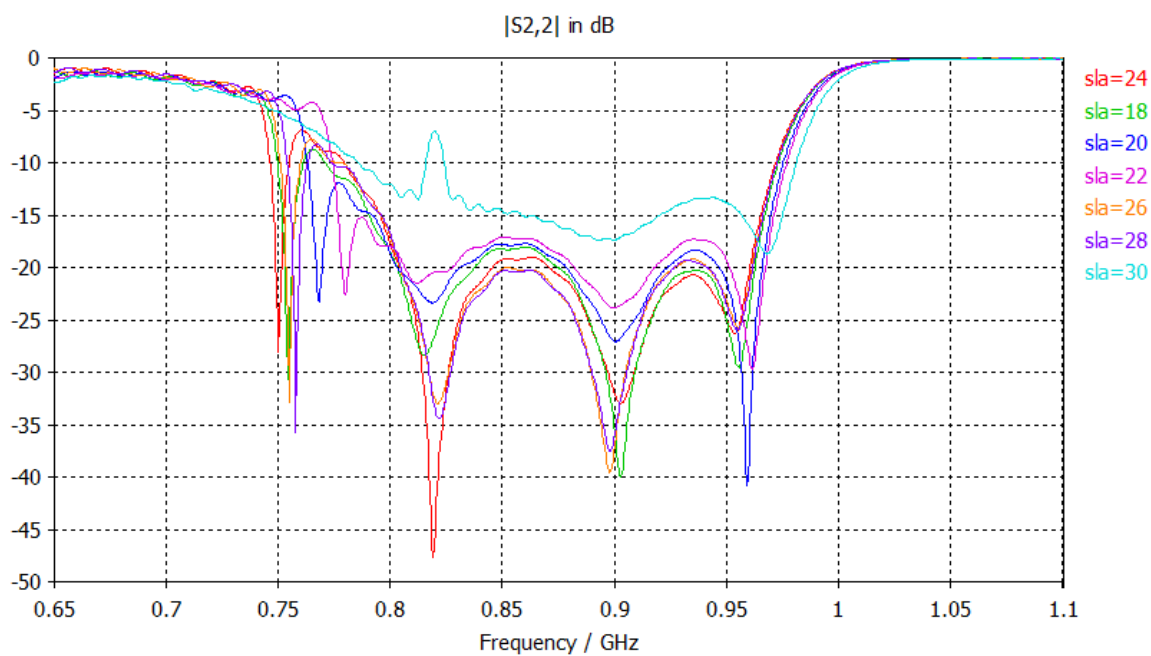


Figura 4.134 Variaciones sobre el parámetro S22 con 'sla'

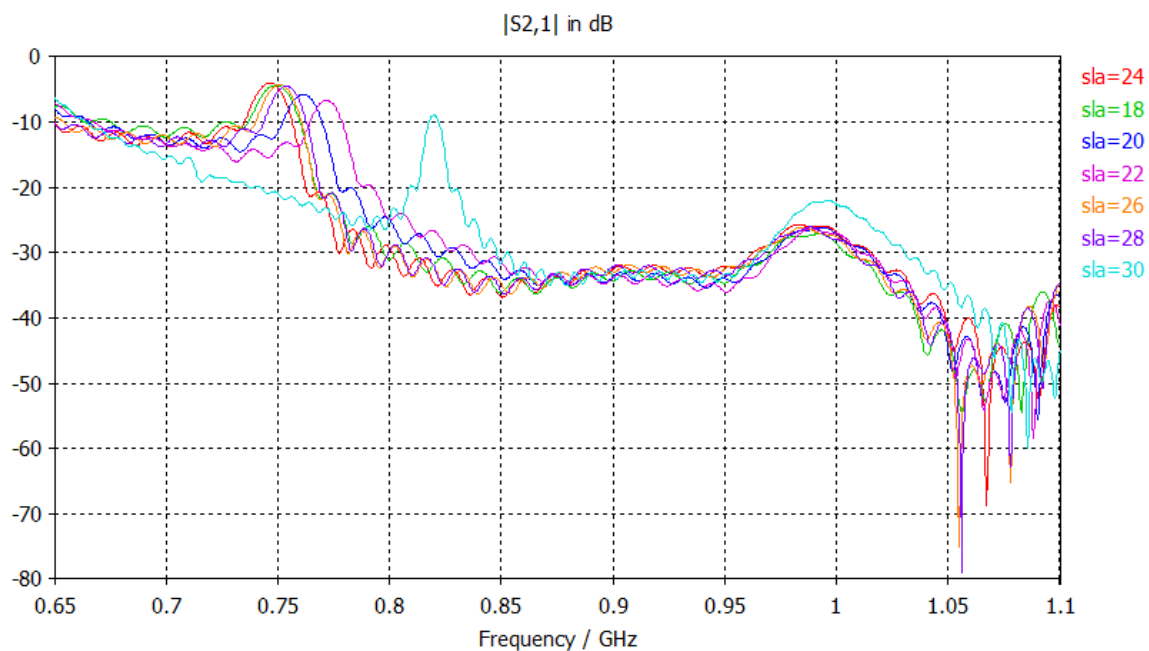


Figura 4.135 Variaciones sobre el parámetro S21/S12 con 'sla'

Para esta variable, puede verse cómo apenas se notan las variaciones de distancia, ya que prácticamente todas las simulaciones proporcionan resultados similares, salvo casos extremos como distancias muy grandes o muy pequeñas. Por ello simplemente se ha ajustado al valor que mejor hace funcionar la antena.

- Variación de 'slb'

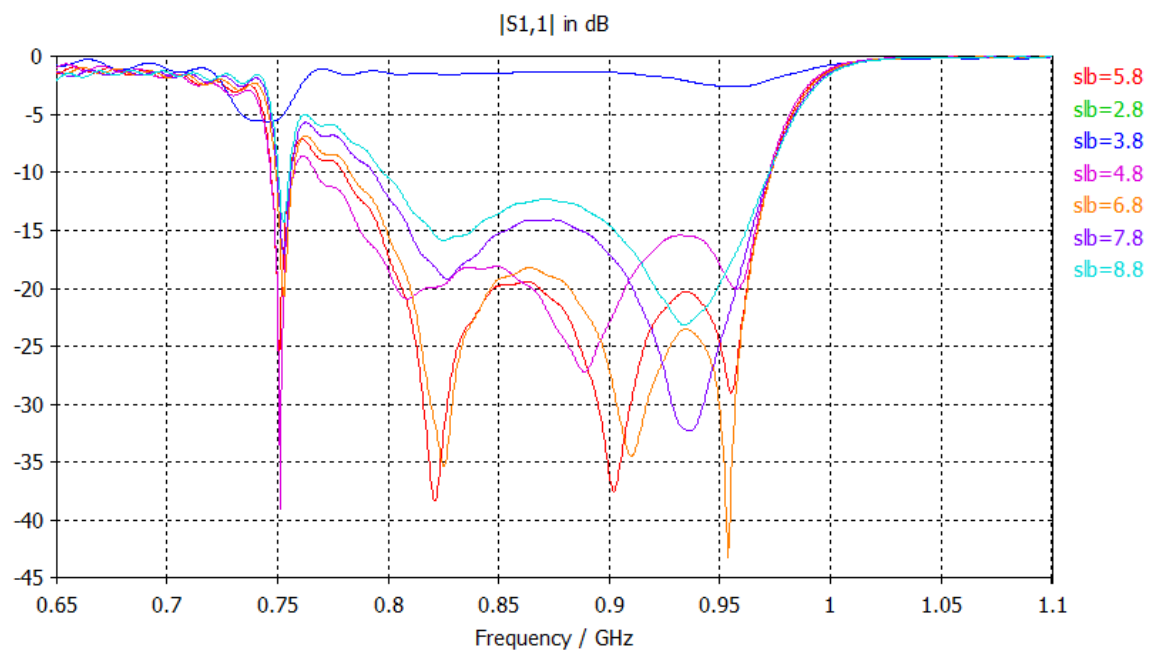


Figura 4.136 Variaciones sobre el parámetro S11 con 'slb'

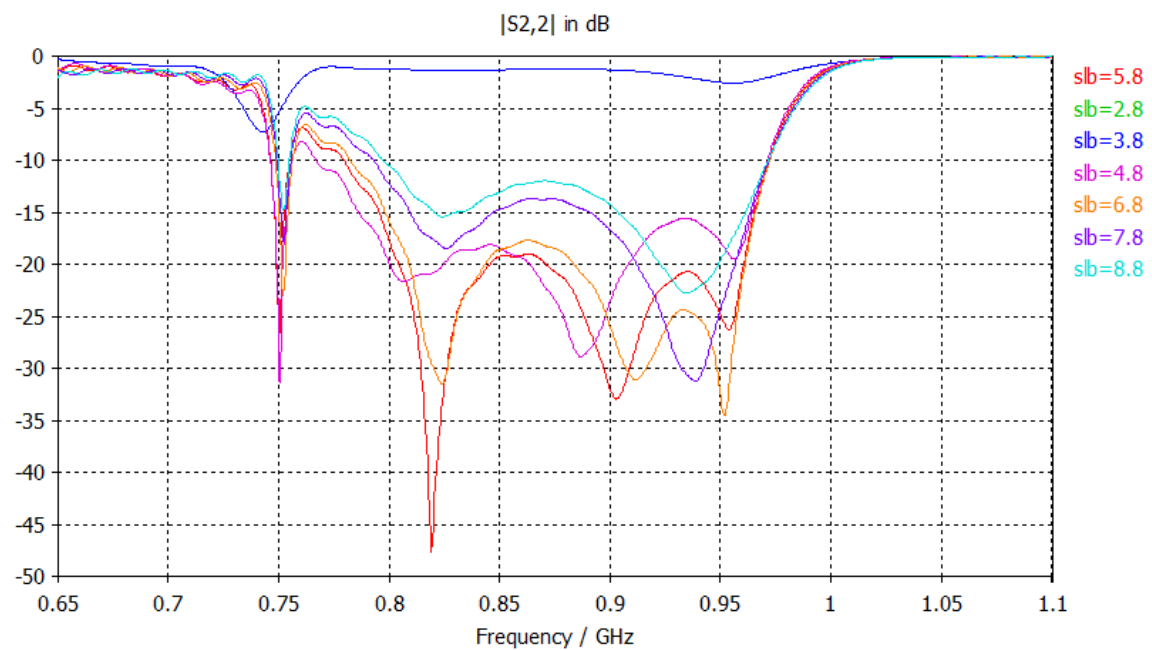


Figura 4.137 Variaciones sobre el parámetro S22 con 'slb'

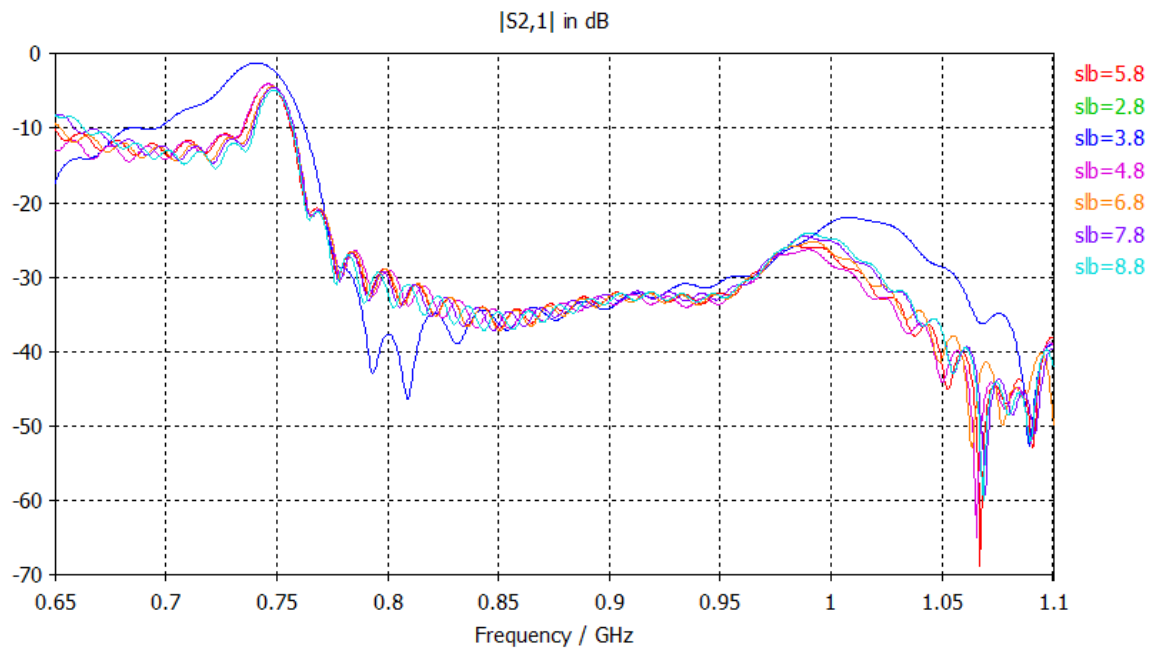


Figura 4.138 Variaciones sobre el parámetro S21/S12 con 'slb'

Este parámetro solamente afecta a los niveles de adaptación, pero no a los de acoplo. De nuevo se ha ajustado esta distancia con el fin de obtener el mejor funcionamiento posible.

- Variación de 'swa'

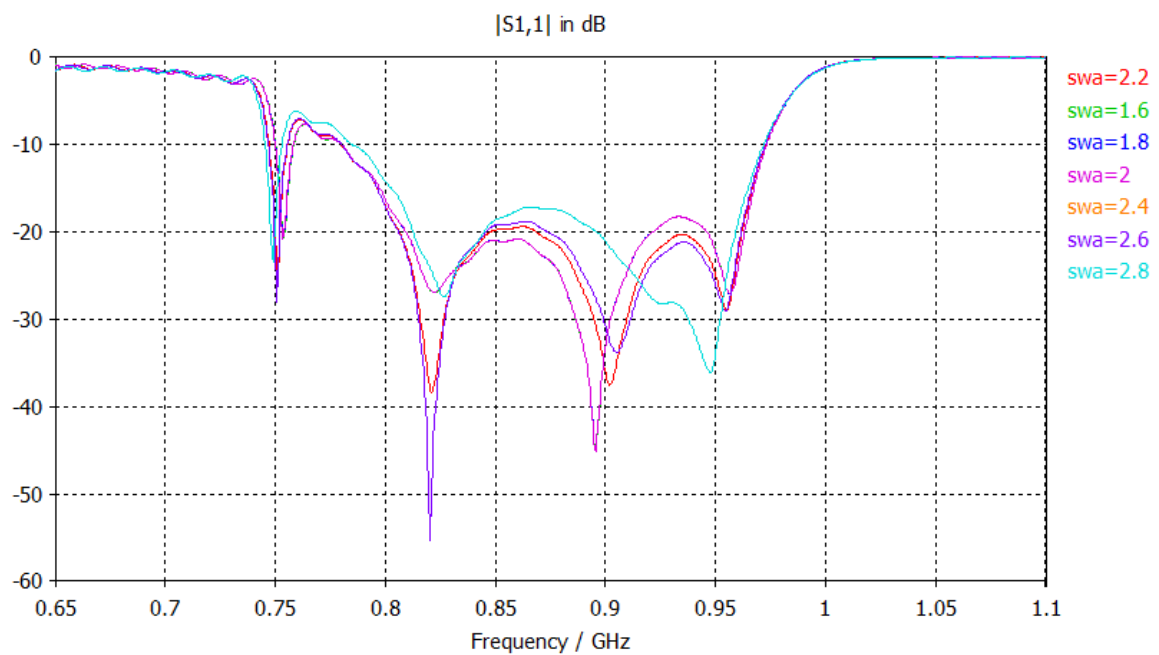


Figura 4.139 Variaciones sobre el parámetro S11 con 'swa'

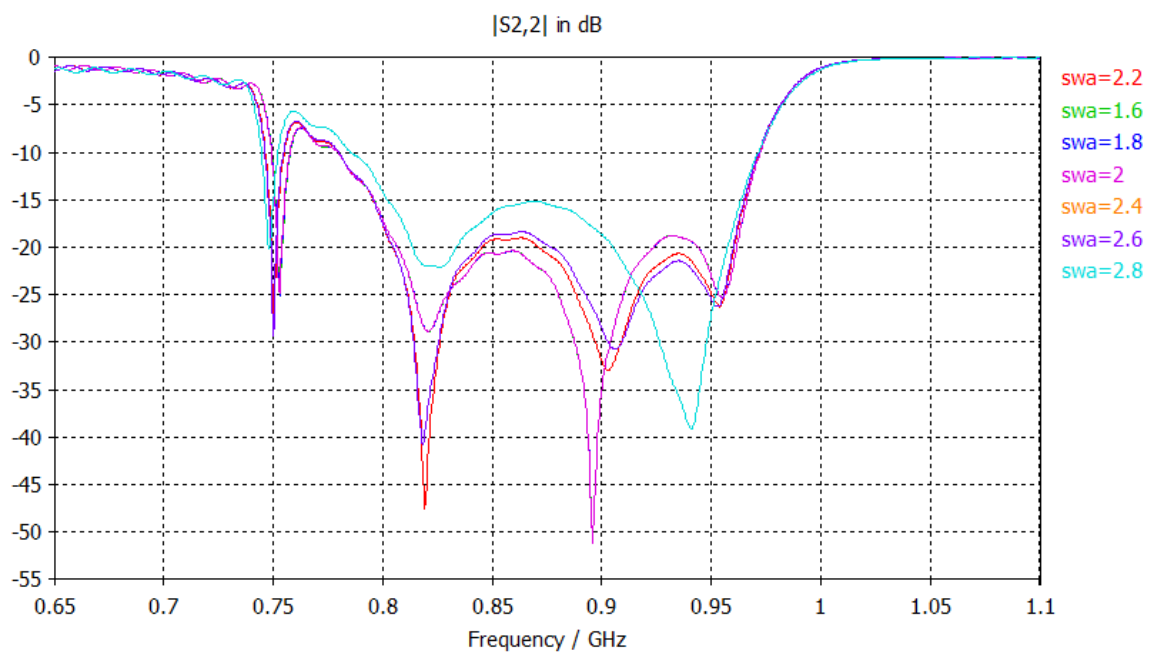


Figura 4.140 Variaciones sobre el parámetro S22 con 'swa'

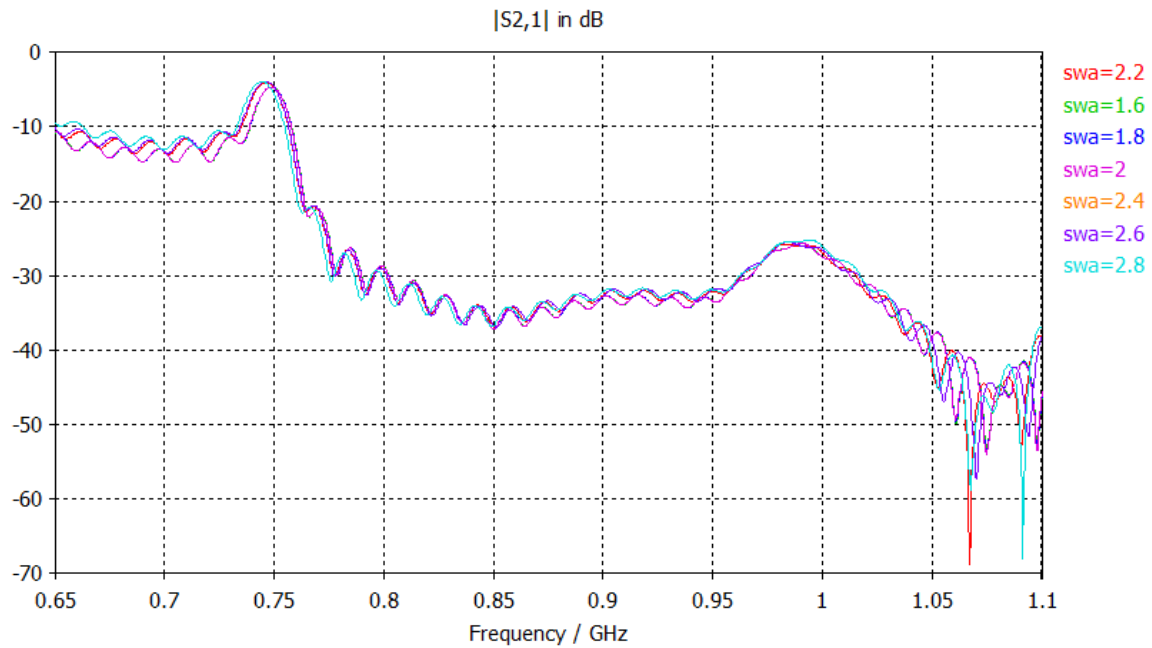


Figura 4.141 Variaciones sobre el parámetro S21/S12 con 'swa'

Para este caso, vemos que la variación de la distancia no tiene nuevamente grandes repercusiones en el funcionamiento global, por lo que se ha ajustado para obtener los mejores niveles de adaptación posibles a lo largo de todo el ancho de banda.

- Variación de 'swb'

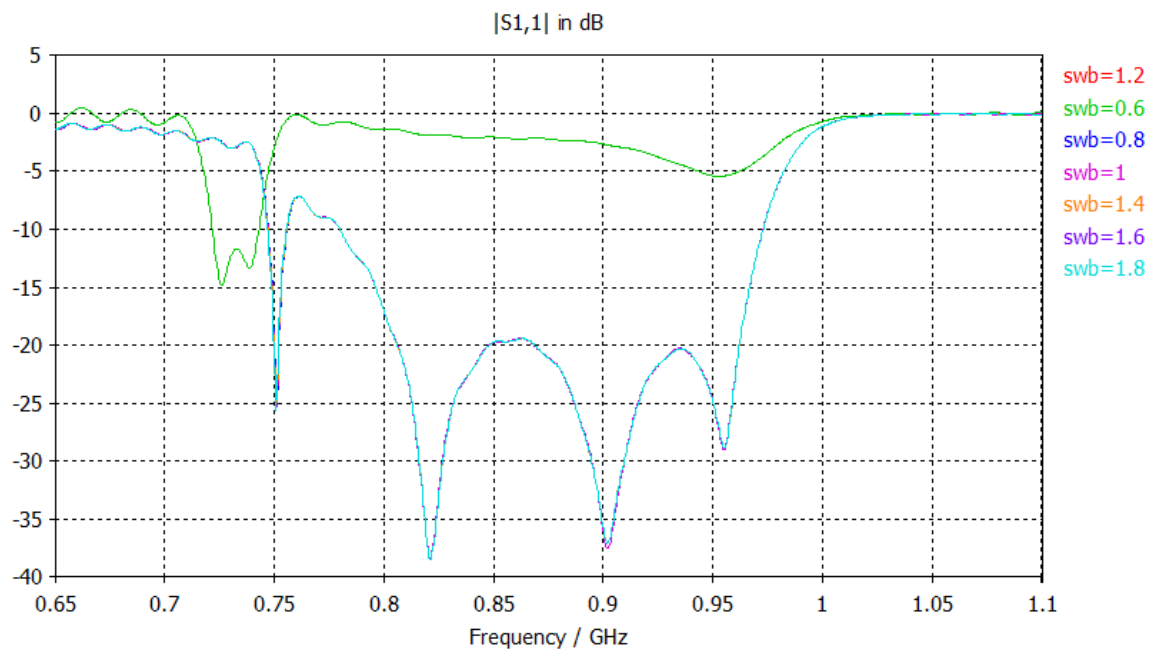


Figura 4.142 Variaciones sobre el parámetro S11 con 'swb'

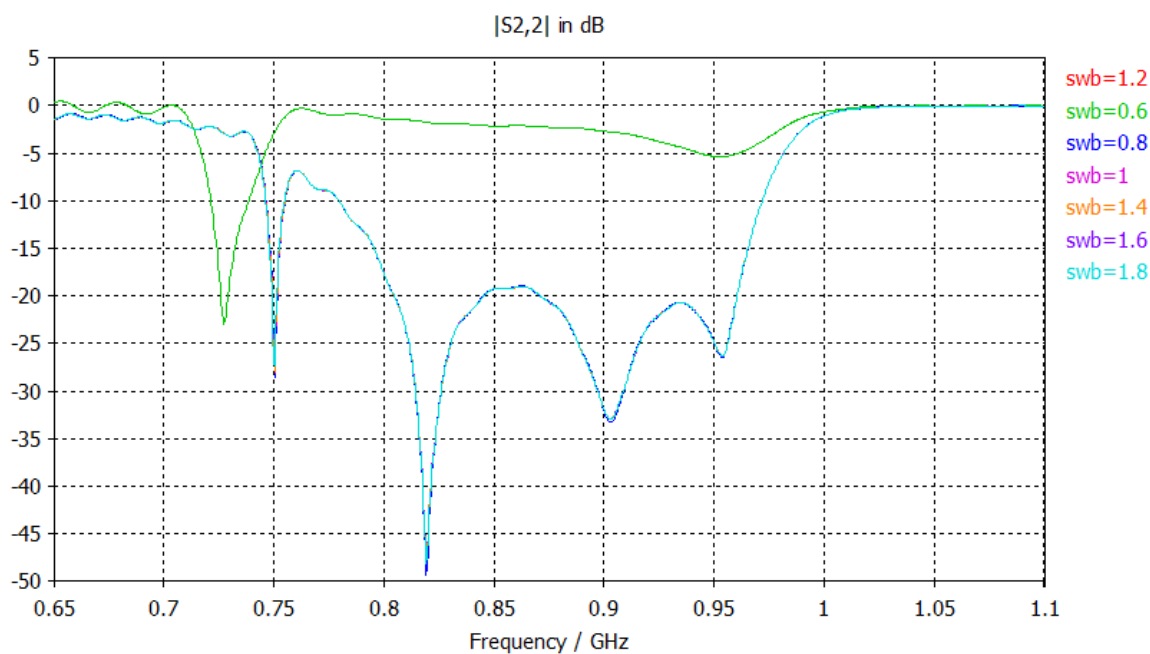


Figura 4.143 Variaciones sobre el parámetro S22 con 'swb'

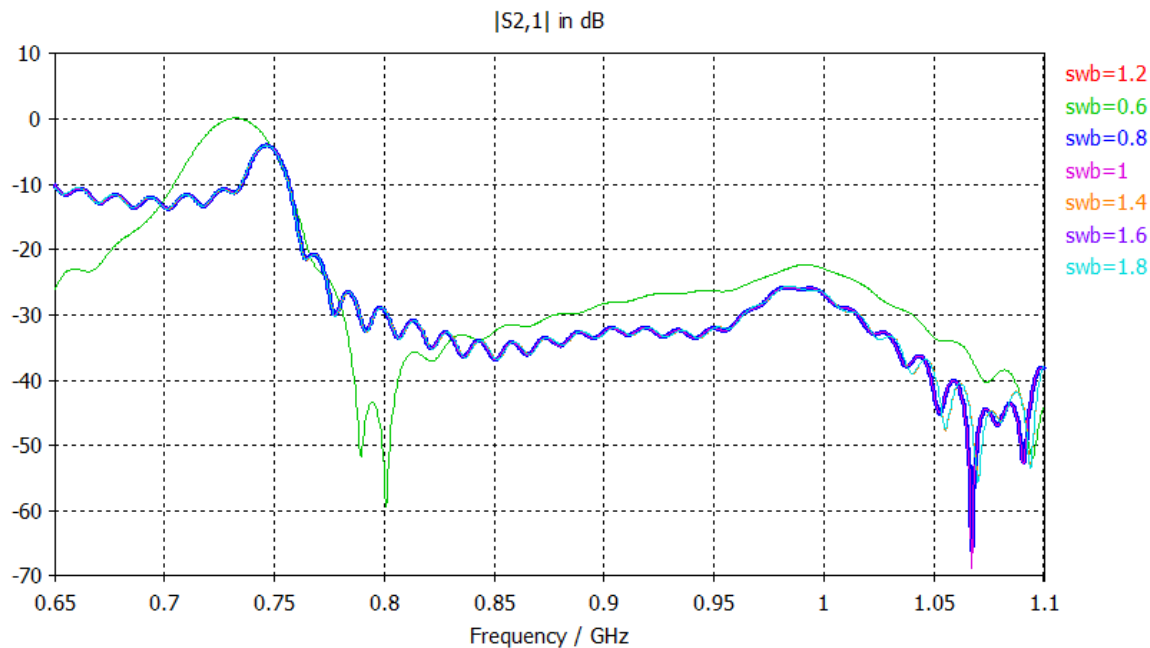


Figura 4.144 Variaciones sobre el parámetro S21/S12 con 'swb'

Nuevamente se han obtenido resultados similares que con anteriores parámetros. Así, dentro del margen de correcto funcionamiento de la antena, la variación del parámetro no tiene en este caso ninguna repercusión. Por lo que se ha fijado a un valor medio aproximadamente de dicho margen de funcionamiento.

- Variación de la ranura en general (todos los parámetros de la ranura escalados por el mismo factor)

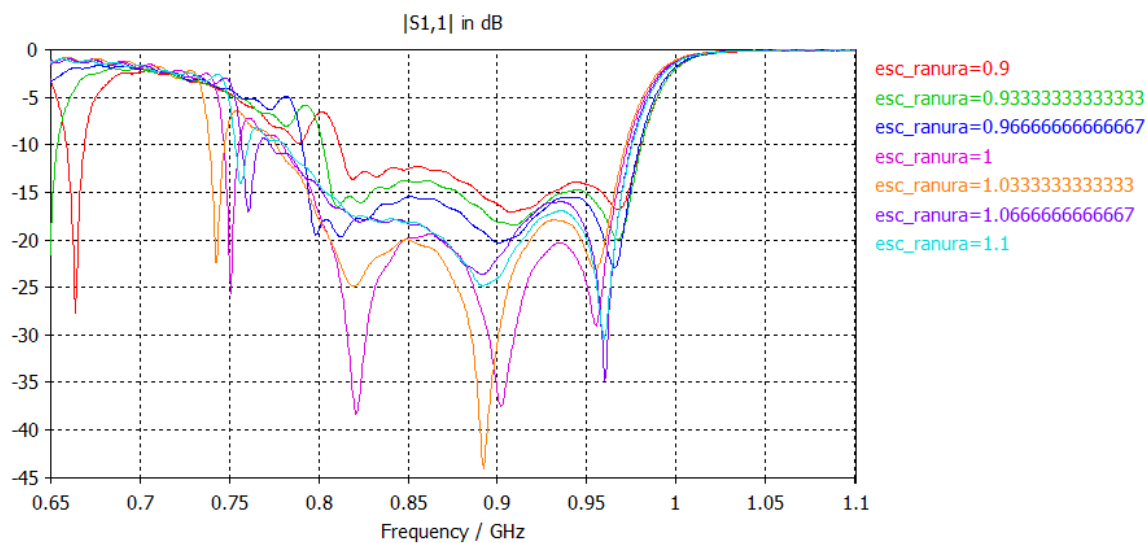


Figura 4.145 Variaciones sobre el parámetro S11 con el tamaño general de la ranura

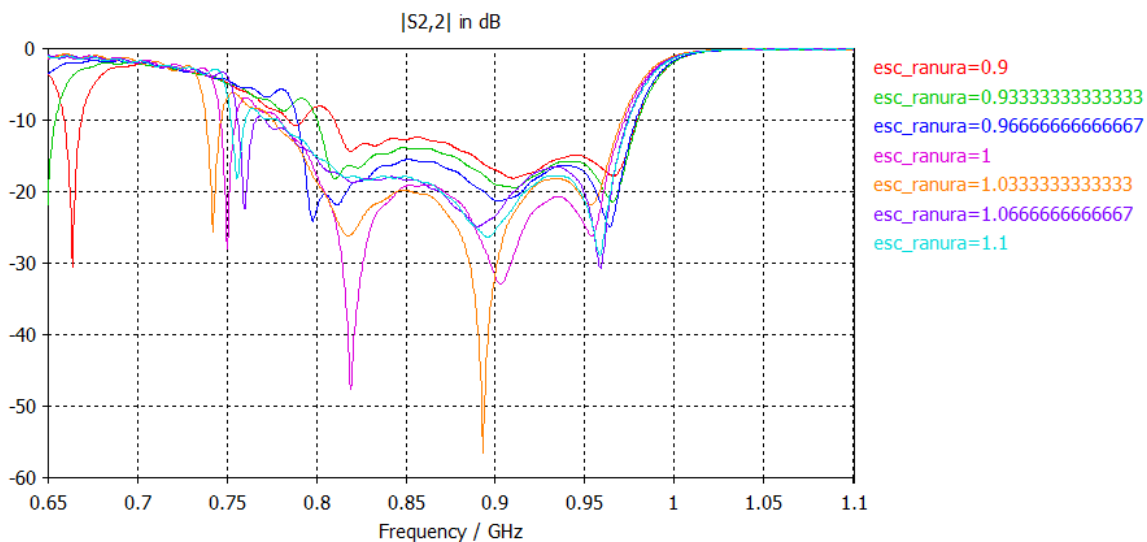


Figura 4.146 Variaciones sobre el parámetro S22 con el tamaño general de la ranura

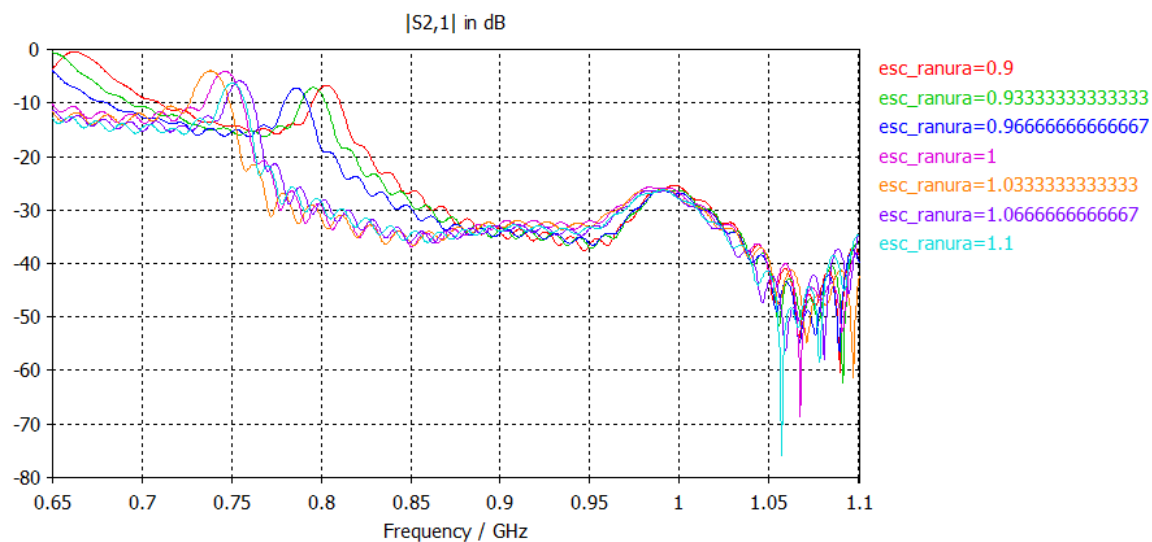


Figura 4.147 Variaciones sobre el parámetro S21/S12 con el tamaño general de la ranura

Esta simulación es bastante interesante ya que representa lo que ocurre cuando se varía la ranura de tamaño, pero esta vez en su conjunto. Lo que se ha hecho es multiplicar a la ranura original por un parámetro de escalado ‘esc_ranura’ el cual aparece representado en las figuras anteriores. Como era de esperar, el buen funcionamiento se va a obtener para un tamaño en concreto, y según el tamaño se va alejando de este valor, la antena se va desadaptando y perdiendo prestaciones.

- Líneas de alimentación
- Variación de 'ls'

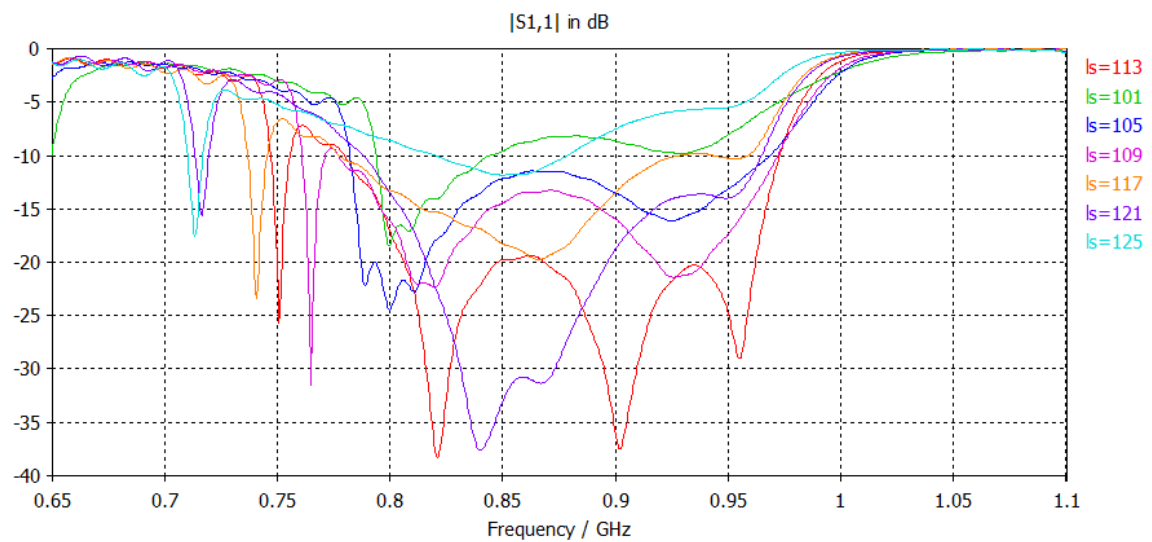


Figura 4.148 Variaciones sobre el parámetro S11 con 'ls'

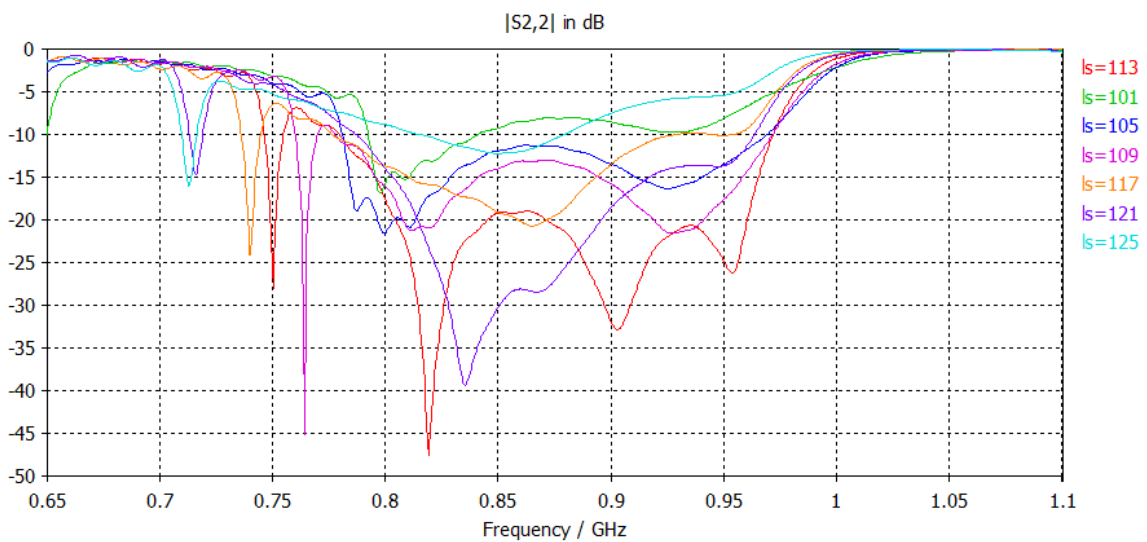


Figura 4.149 Variaciones sobre el parámetro S22 con 'ls'

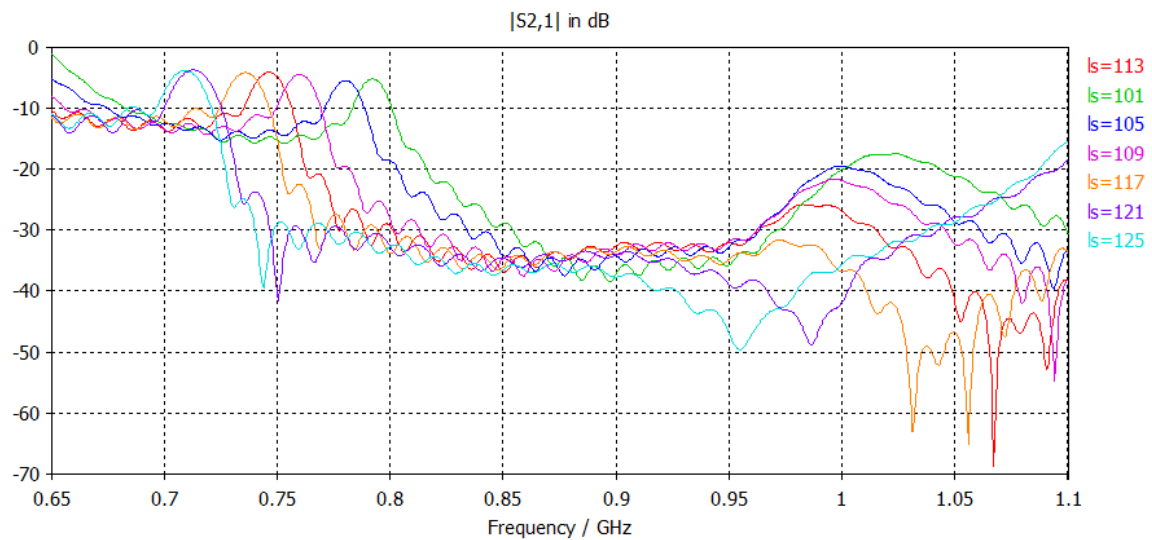


Figura 4.150 Variaciones sobre el parámetro S21/S12 con 'ls'

Para este caso concreto, que es la longitud de las líneas de alimentación, puede verse como es importante fijar un valor adecuado en el diseño, ya que cuanto mas nos alejemos del valor óptimo, mayor nivel de desadaptación tendremos. Por esto será muy importante realizar simulaciones con una precisión alta para tratar de encontrar el valor que proporcione unas buenas prestaciones. También puede observarse que las figuras 4.148 y 4.149 son prácticamente idénticas, y esto es debido a la simetría de la antena.

- Variación de 'lin'

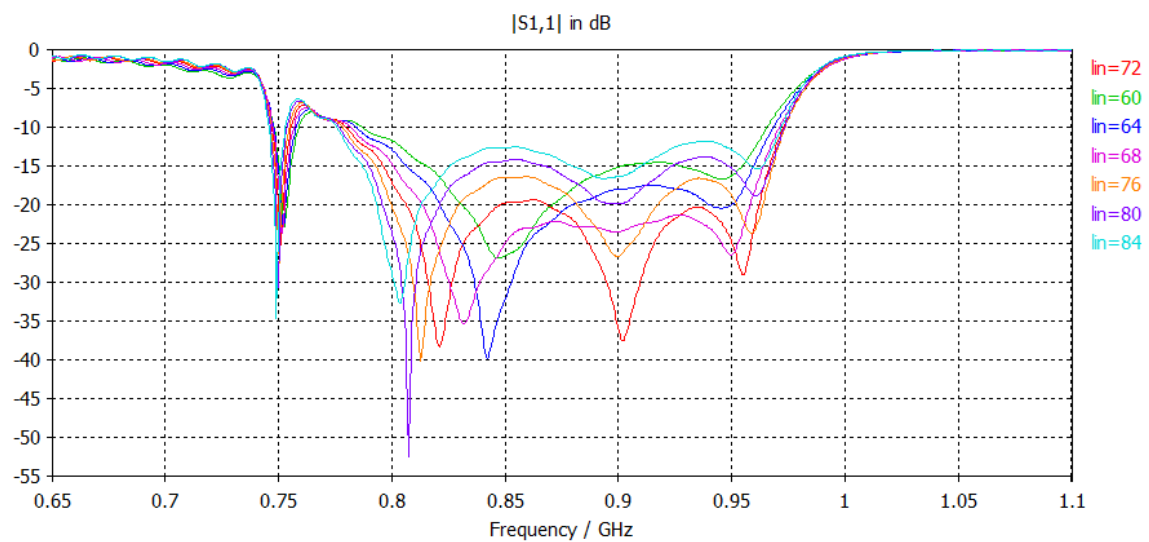


Figura 4.151 Variaciones sobre el parámetro S11 con 'lin'

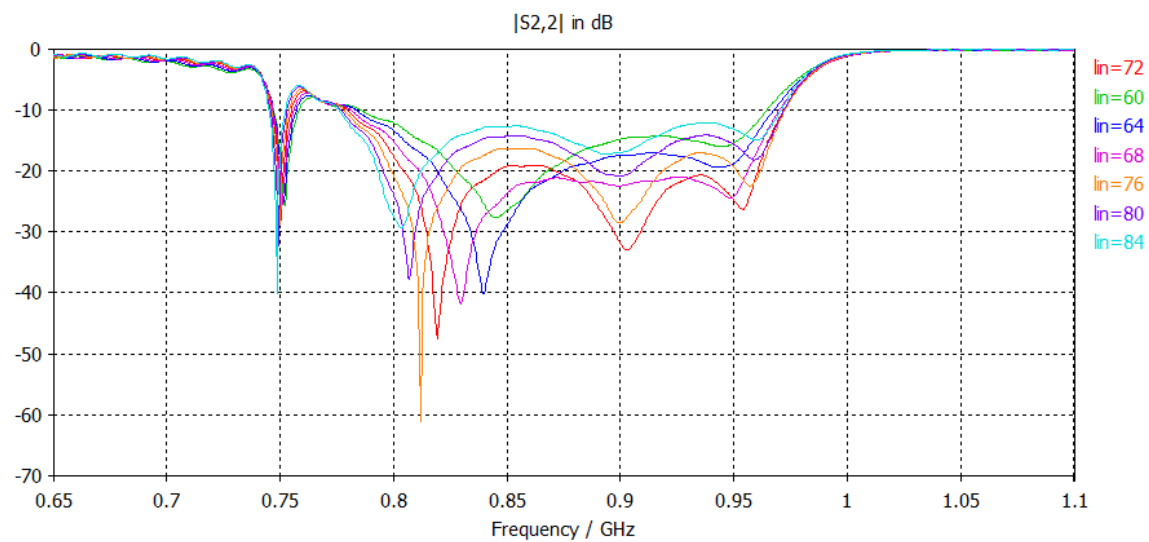


Figura 4.152 Variaciones sobre el parámetro S22 con 'lin'

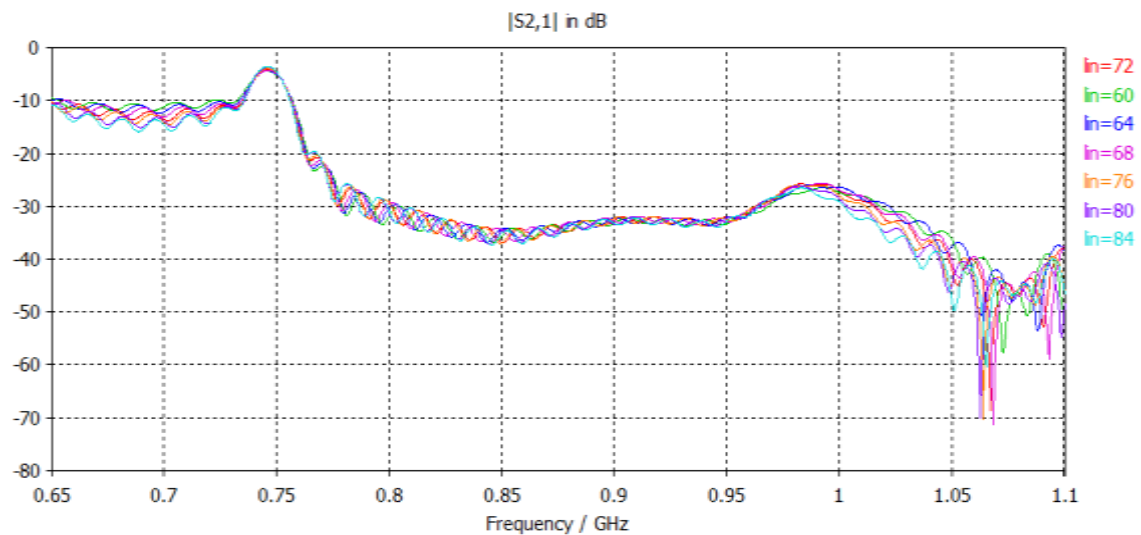


Figura 4.153 Variaciones sobre el parámetro S21/S12 con 'lin'

Como ya se sabe de anteriores apartados, esta distancia es justamente la del adaptador $\lambda/4$ que se coloca a la entrada de la unión en T de las líneas de alimentación para pasar de los $40\ \Omega$ a los $50\ \Omega$ de las sondas coaxiales. Claramente puede saberse de antemano que la variación de dicho parámetro causará que la impedancia a la salida del adaptador sea diferente de $50\ \Omega$, causando una desadaptación. Dicho efecto puede observarse efectivamente en las anteriores figuras confirmando lo anteriormente expuesto.

- Variación de 'ss'

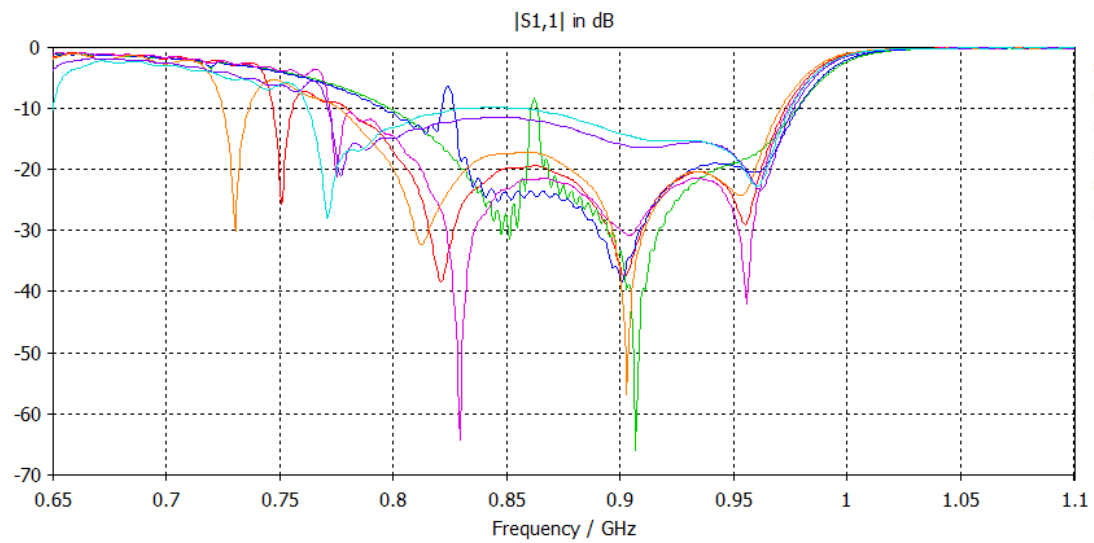


Figura 4.154 Variaciones sobre el parámetro S11 con 'ss'

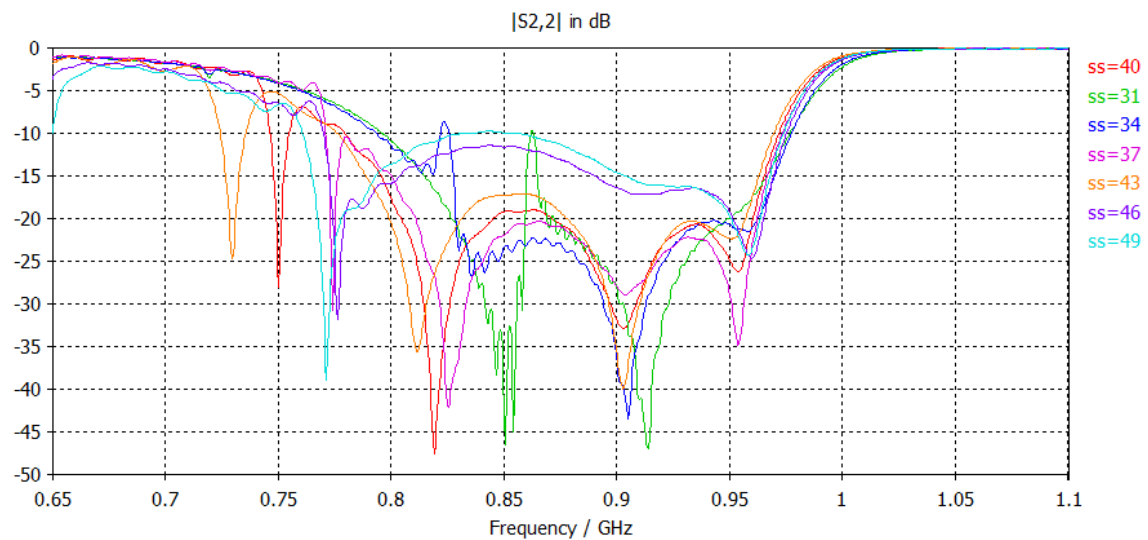


Figura 4.155 Variaciones sobre el parámetro S22 con 'ss'

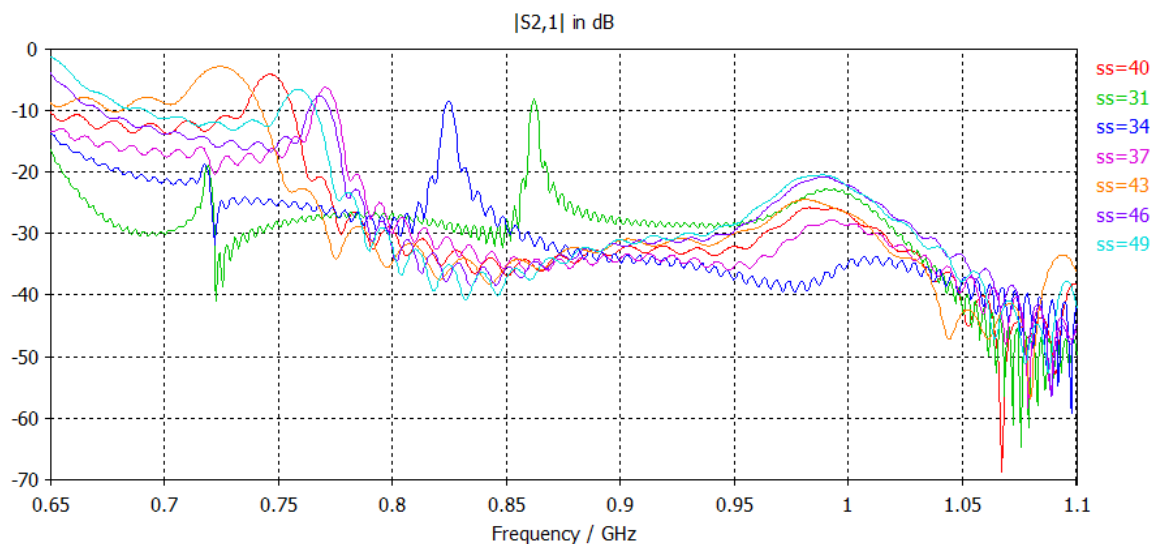


Figura 4.156 Variaciones sobre el parámetro S21/S12 con ‘ss’

Este parámetro representa la distancia entre las líneas de alimentación, y también la posición en la que estarán respecto a la ranura. De nuevo puede observarse el comportamiento que se viene obteniendo en numerosas ocasiones, y es que dicho parámetro tiene un rango en el que funciona adecuadamente, y si se sale de él, el comportamiento empeora de manera considerable. Por esto, se ha fijado el valor dentro de dicho margen de manera que se obtengan los mejores resultados posibles.

- Variación de 'stp'

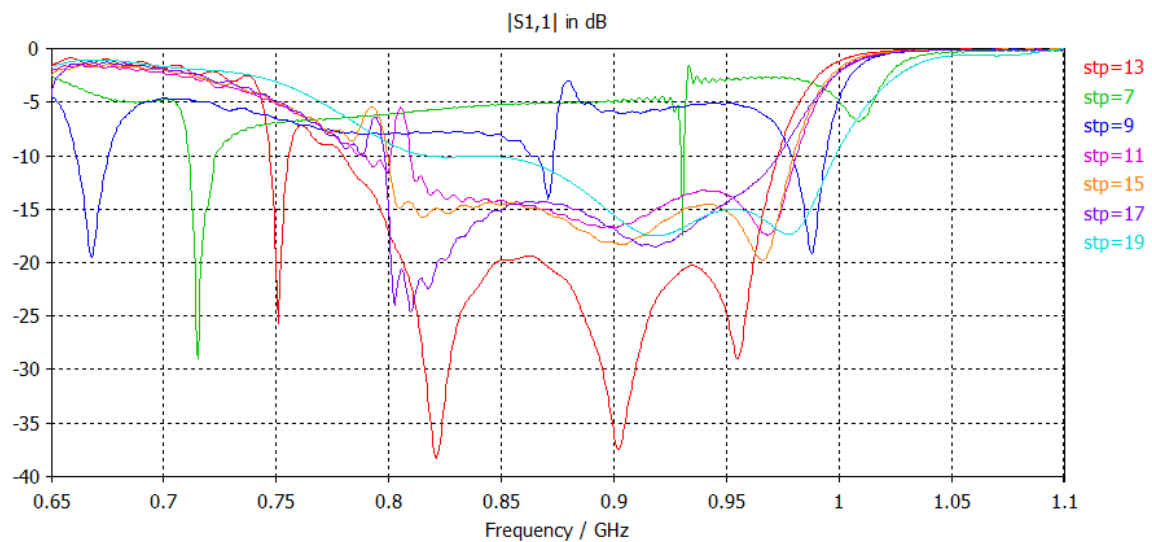


Figura 4.157 Variaciones sobre el parámetro S11 con 'stp'

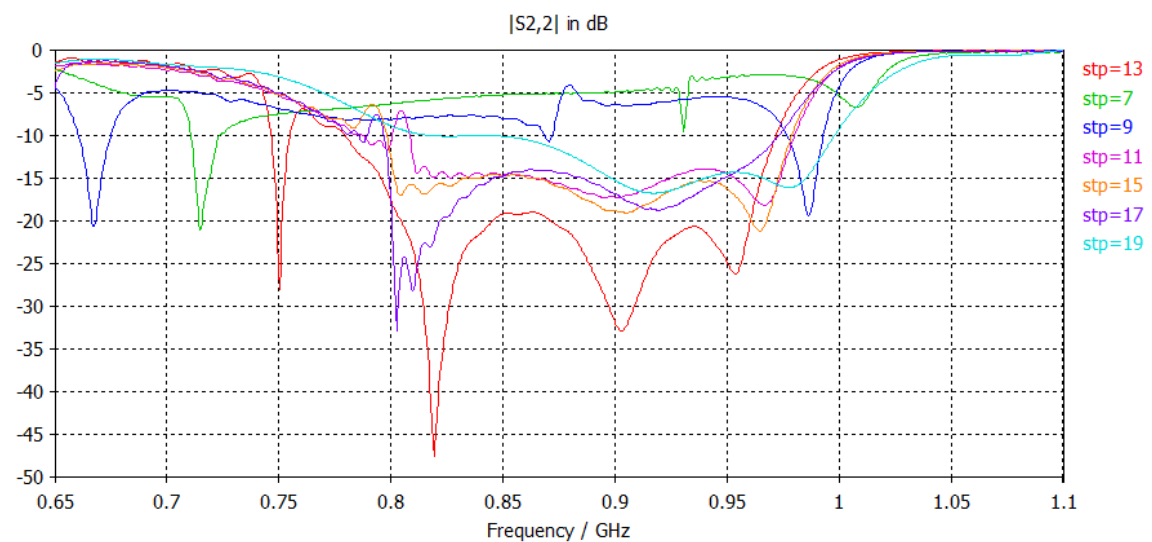


Figura 4.158 Variaciones sobre el parámetro S22 con 'stp'

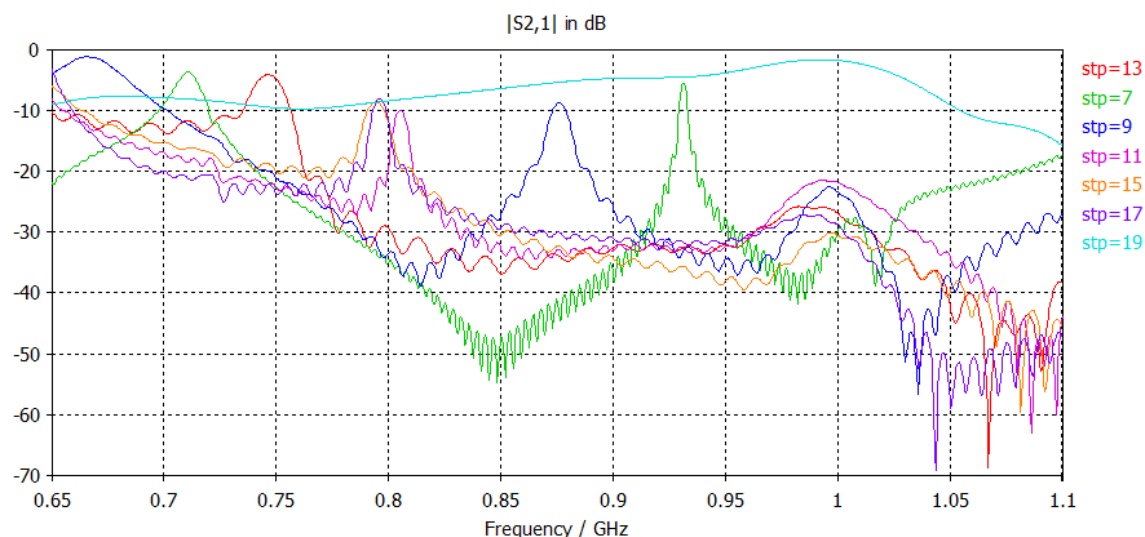


Figura 4.159 Variaciones sobre el parámetro S21/S12 con 'stp'

Para esta distancia se está nuevamente frente a un caso sensible en el ajuste de la antena. Puede verse en las figuras mostradas como cualquier ligera variación alrededor de la distancia óptima causa grandes desajustes en la adaptación y en el acoplo. Era de esperar este comportamiento ya que este parámetro está íntimamente ligado con 'ls'. Si observamos la figura 4.11, vemos que dicho parámetro indica la posición de la línea de alimentación respecto al centro de la antena. Es por ello que junto con 'ls', deben de ajustarse minuciosamente tratando de ser muy precisos para llegar a obtener buenos resultados.

- Variación de 'stw'

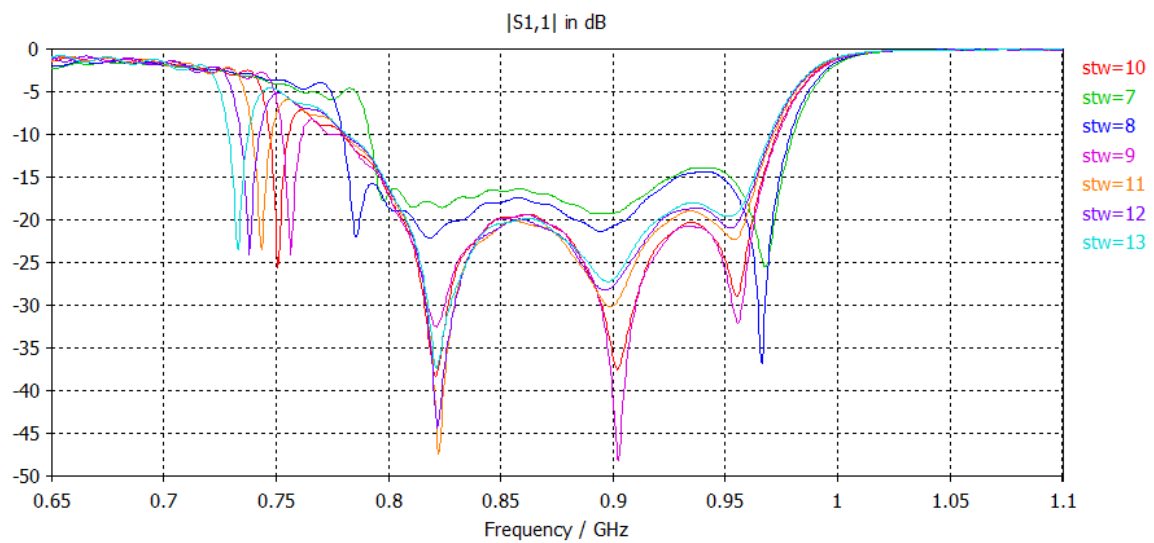


Figura 4.160 Variaciones sobre el parámetro S11 con 'stw'

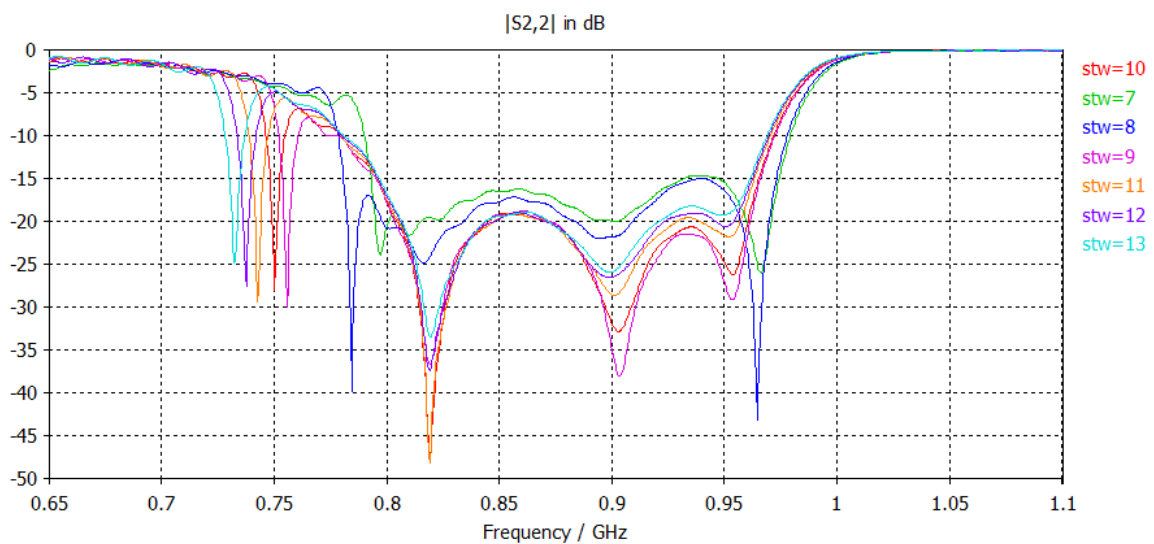


Figura 4.161 Variaciones sobre el parámetro S22 con 'stw'

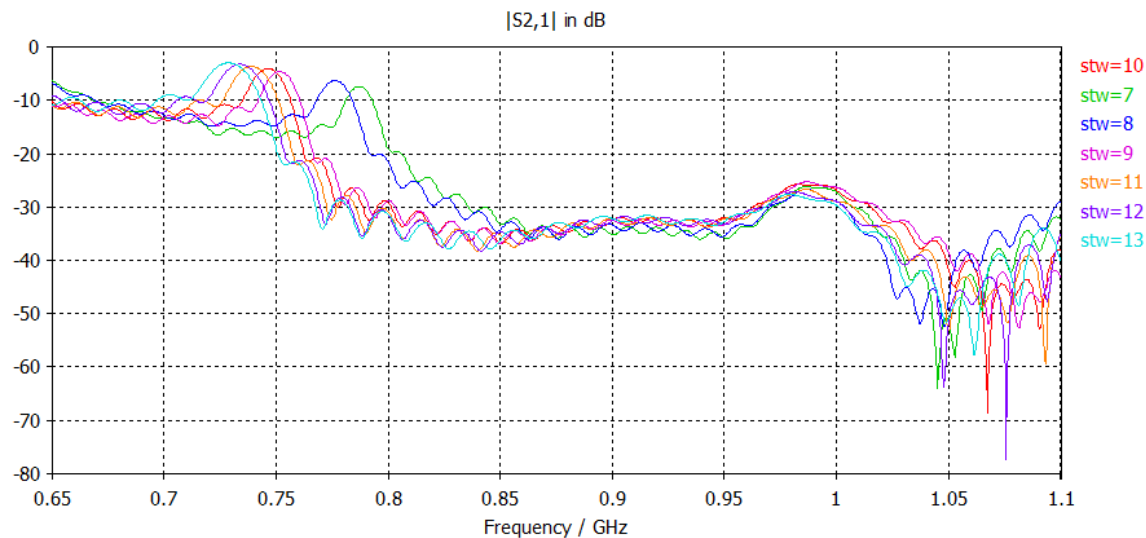


Figura 4.162 Variaciones sobre el parámetro S21/S12 con ‘stw’

De nuevo se presenta un parámetro el cual, dentro de un pequeño margen, no tiene casi ninguna repercusión en el funcionamiento global de la antena. Al igual que en los anteriores distancias, se ha tratado de ajustar al mejor valor posible dentro de dicho margen para obtener un buen resultado.

Respecto a los parámetros ‘iw’ y ‘lw’ no tiene demasiado sentido hacer estudios paramétricos, ya que sabemos exactamente lo que hacen y que repercusiones tienen ya que son las distancias que ajustan las impedancias de las líneas de alimentación. No va a tener sentido cambiarlas ya que se han fijado para unas impedancias concretas escogidas a priori.

- **Variación sobre los parámetros de los dispersores:**

Para terminar con los estudios paramétricos se pasa a mostrar las simulaciones sobre los dispersores (capa 5). En este caso de nuevo son pocos los parámetros de diseño, por un lado la distancia a la que estará situado el sustrato con los dispersores ‘ha’, y por otro lado la longitud ‘ld’ y anchura ‘wd’ de las metalizaciones.

- Variación de ‘ha’

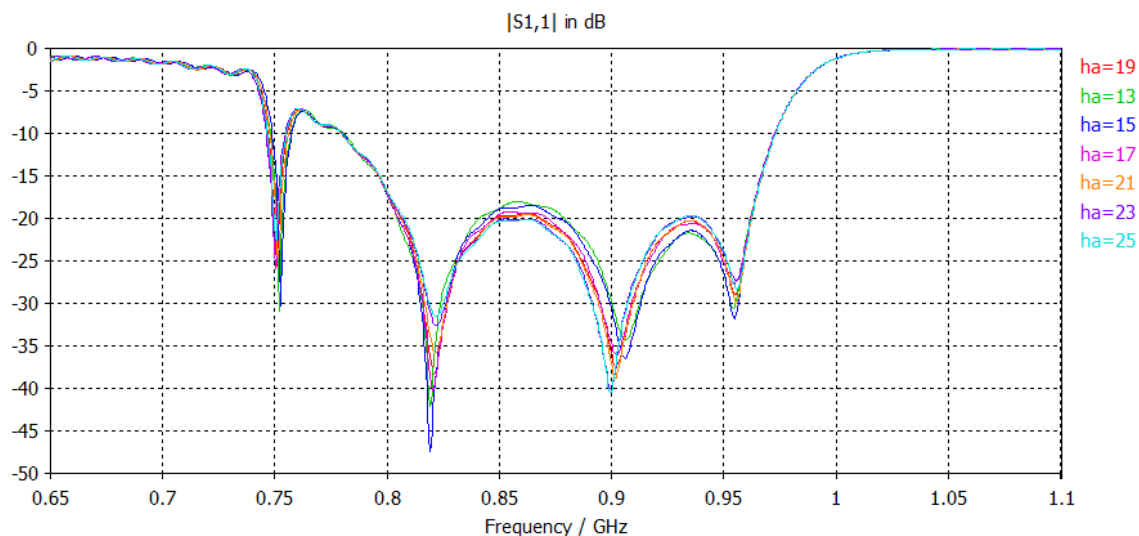


Figura 4.163 Variaciones sobre el parámetro S11 con ‘ha’

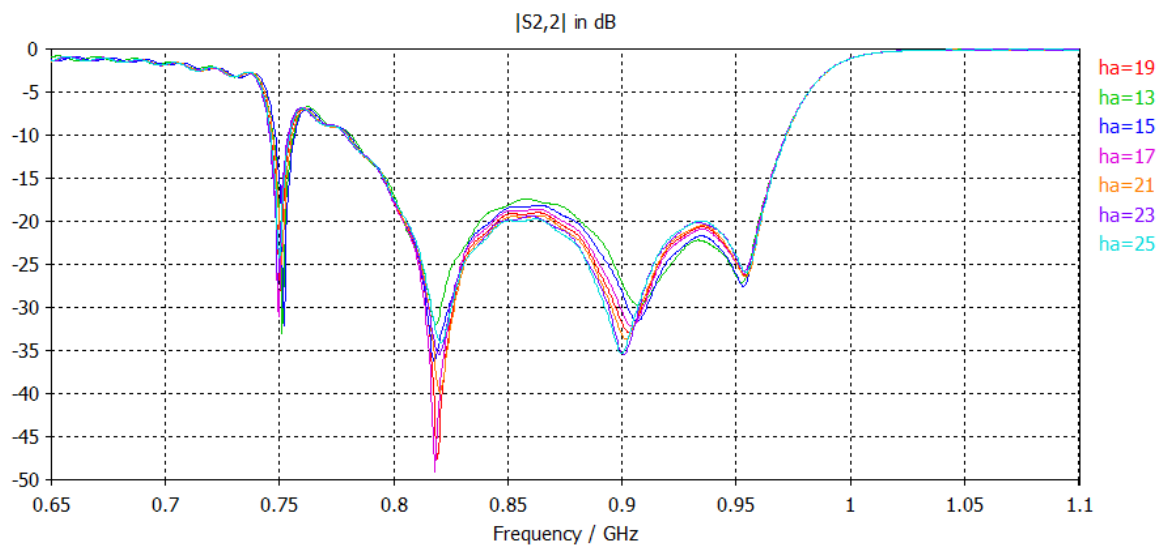


Figura 4.164 Variaciones sobre el parámetro S22 con ‘ha’

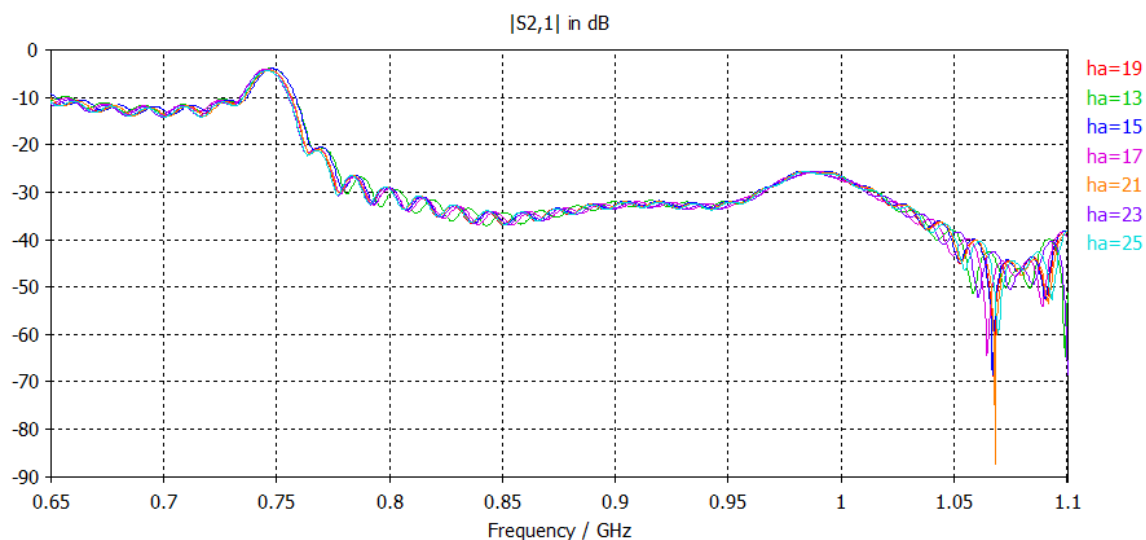


Figura 4.165 Variaciones sobre el parámetro S21/S12 con 'ha'

Este parámetro mide la distancia a la que se encuentran los dispersores respecto a la parte trasera de la antena, o lo que es lo mismo, la altura del bloque de aire gaseoso que separan los dispersores del resto de la estructura. Puede apreciarse como tampoco es un parámetro de gran importancia, por lo que se ha fijado a un valor que se considera bueno por las prestaciones obtenidas y además no hace la antena demasiado ancha.

- Variación de 'ld'

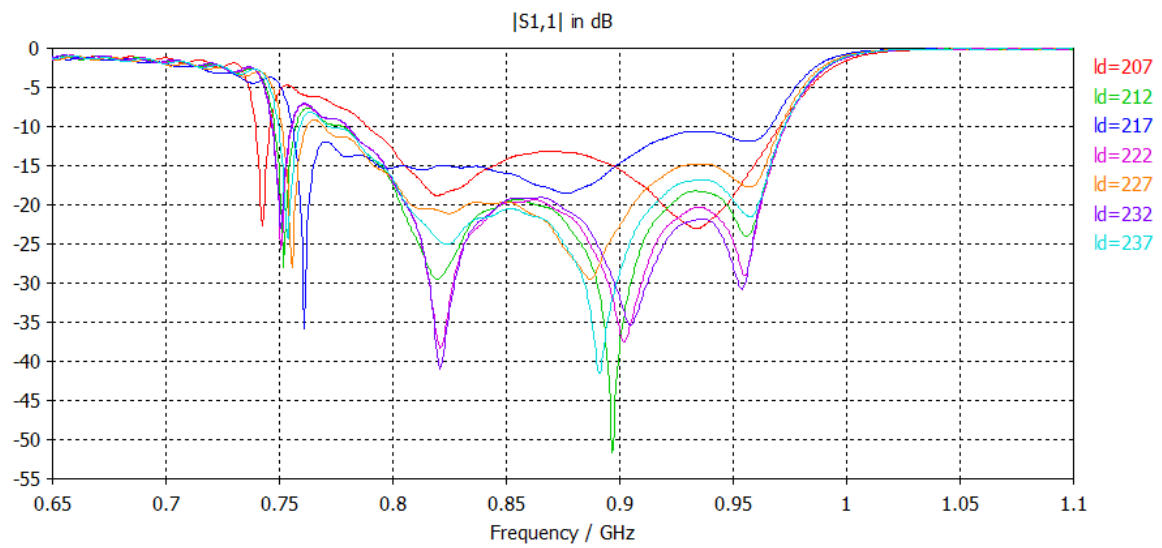


Figura 4.166 Variaciones sobre el parámetro S11 con 'ld'

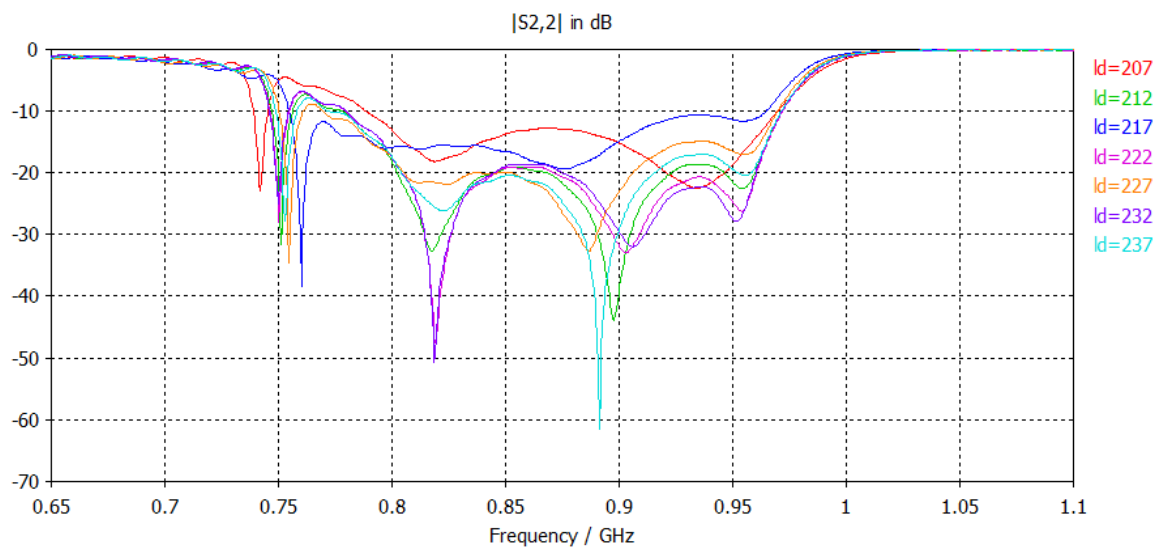


Figura 4.167 Variaciones sobre el parámetro S22 con 'ld'

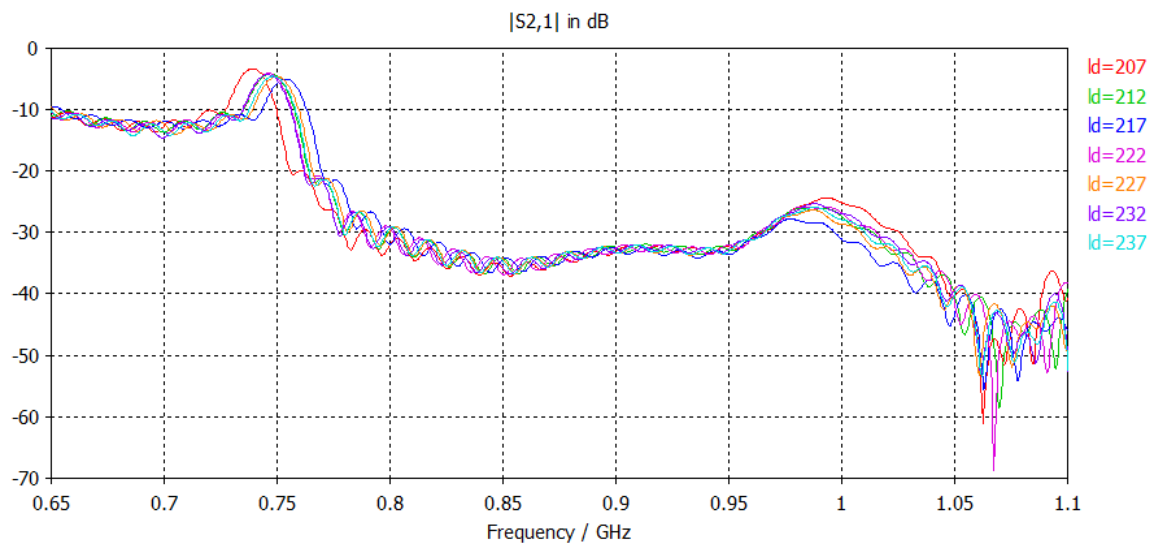


Figura 4.168 Variaciones sobre el parámetro S21/S12 con 'ld'

Para este parámetro, que representa la longitud de los dispersores, puede verse como el resultado que se obtiene de la variación de dicha medida es una ligera desadaptación de los puertos. Dichos dispersores están puestos únicamente para mejorar los niveles de radiación trasera, por lo que realmente no afectarán demasiado en cuanto a niveles de adaptación y acoplo como se ve en las simulaciones, aunque sí que serán relevantes en cuanto a niveles de radiación trasera se refieren.

- Variación de 'wd'

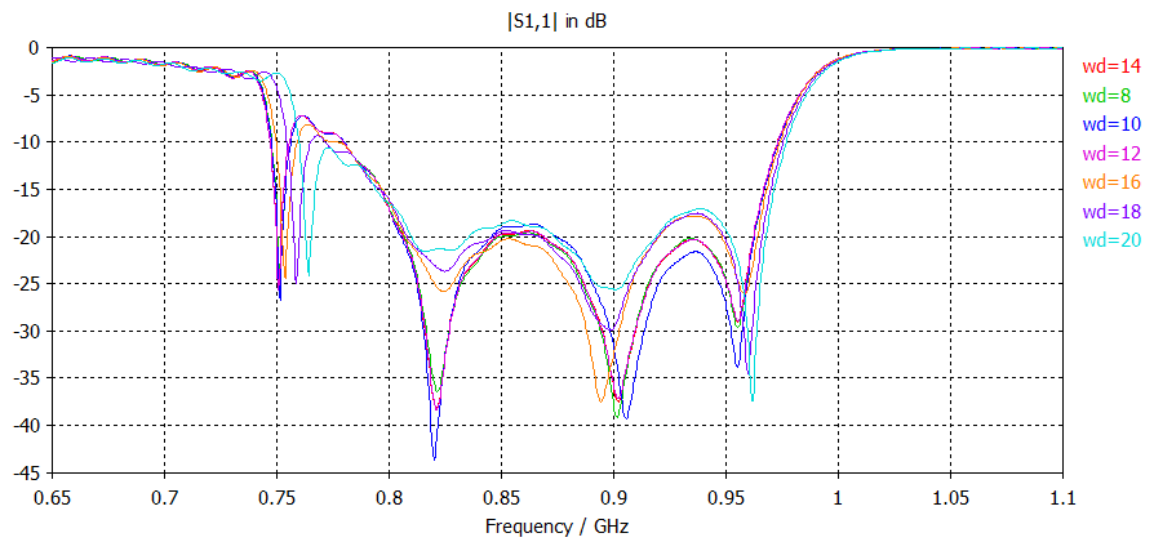


Figura 4.169 Variaciones sobre el parámetro S11 con 'wd'

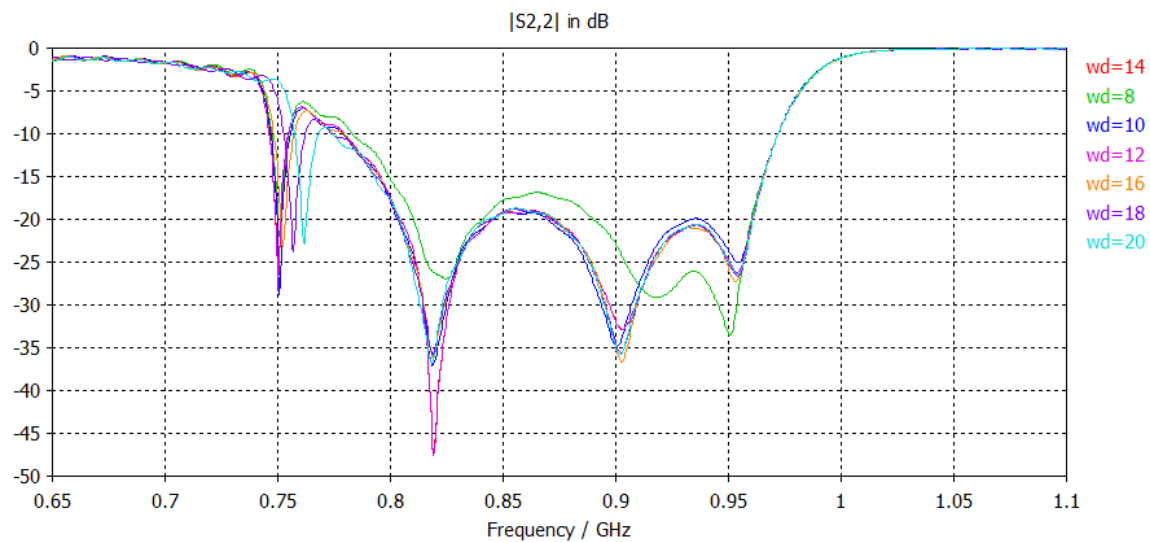


Figura 4.170 Variaciones sobre el parámetro S22 con 'wd'

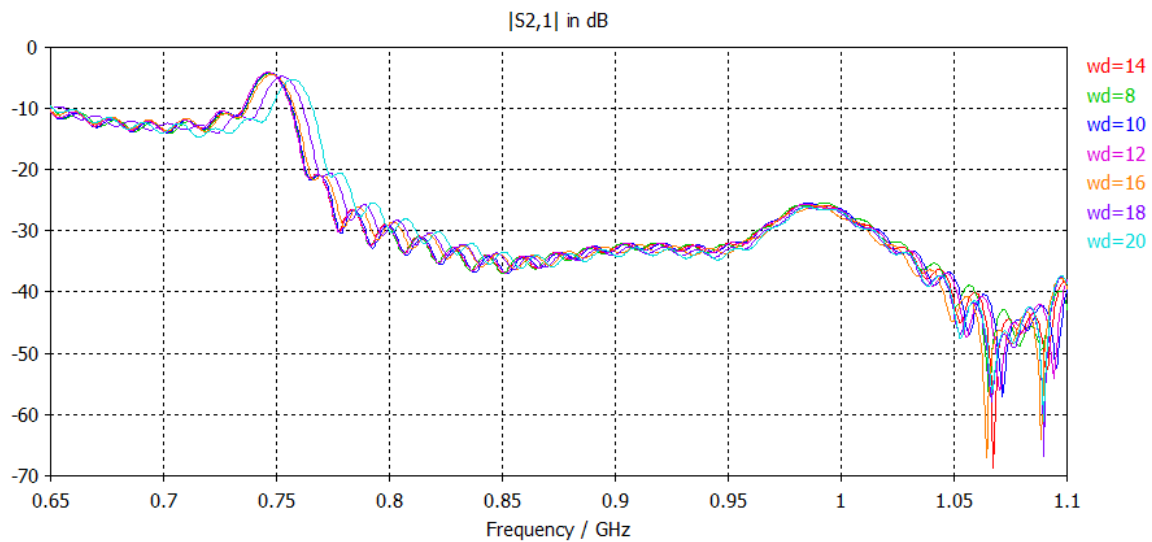


Figura 4.171 Variaciones sobre el parámetro S21/S12 con 'wd'

Contrariamente a la longitud de los dispersores, puede apreciarse como su anchura no es tan importante a la hora de un buen funcionamiento, variando relativamente poco el nivel de adaptación al jugar con dicho parámetro, por lo que se ha fijado a un valor que se ha considerado adecuado para el buen funcionamiento de la antena.

4.3 Conclusiones

Una vez concluido este capítulo, pueden empezarse a sacar las primeras conclusiones de todo el trabajo que se viene llevando a cabo. A modo de recordatorio, en el actual capítulo se han estudiado un tipo de antenas de banda ancha, construido a partir de antenas de banda estrecha. Tras exponer cómo son y cómo funcionan este tipo de antenas, se han simulado tres modelos de dicha antena con diferentes materiales y a diferentes frecuencias con tal de obtener un buen candidato para la elaboración de un array.

Analizando los resultados, como ya se ha hecho anteriormente, puede verse como claramente el mejor elemento obtenido es el del modelo 1. Dicha antena presenta muy buenos resultados para la construcción de un array para telefonía móvil, en este caso, en la banda de 790 a 960 MHz.

Dicho modelo presentaba unos niveles de adaptación aproximados de -20 dB, un aislamiento entre puertos inferior a -30dB y unos niveles de radiación trasera y de lóbulos secundarios muy pequeños, rondando los -20 dB y -25 dB respectivamente. Todos estos datos están dentro de lo esperado en este tipo de sistemas, incluso considerándose valores bastante buenos si los comparamos con los mínimos exigidos.

Respecto a los anchos de haz, la antena está de igual modo dentro de lo esperado, con un ancho de haz tanto horizontal como vertical de entre aproximadamente 65° y 75°.

Finalmente en cuanto a la directividad, se ha obtenido un valor aproximado de 9 dBi, que si lo comparamos con las ganancias que nos proporcionaban las antenas estudiadas en el apartado 2, se puede observar cómo realmente merece la pena usar antenas de este tipo debido al incremento en directividad que obtenemos.

Con todo esto, se puede decir que aparentemente la antena obtenida será un buen candidato para formar el array para comunicaciones móviles, el cual se presentará en el siguiente apartado.

Capítulo 5

Diseño y simulación del Array

5.1 Introducción

En este capítulo final, y para concluir con el estudio, se va a proceder a desarrollar el último objetivo que en este trabajo se presenta. Haciendo uso de todo lo anteriormente presentado, se tratará de diseñar un array para comunicaciones móviles. Dicho array estará obviamente formado por las antenas presentadas en el capítulo 4, y para ser más concretos se implementará un array con las antenas del modelo 1, que como ya se ha visto anteriormente, son las que mejor resultado han dado.

El porqué del uso de los arrays es debido a que a partir de un elemento radiante de buenas prestaciones, podemos construir una antena cuyo diagrama de radiación va a ser modificable, pudiendo adaptarlo así a nuestras necesidades, ya que los elementos radiantes por si solos no son capaces de cubrirlas.

En primer lugar se pasará a presentar la teoría básica de arrays, explicando que son los arrays, de que se componen y como se diseñan, y finalmente se pasará a repasar los requisitos mínimos de la antena para proceder a su diseño y presentación.

5.2 Teoría básica de Arrays

Las antenas básicas estudiadas en los capítulos anteriores proporcionan grandes anchos de haz y, consecuentemente, valores de directividad reducidos. Ello es debido a que sus dimensiones eléctricas son, como máximo, del orden de la longitud de onda. En aquellas aplicaciones en las que son necesarias directividades elevadas, como el caso en que se centra este estudio, deben utilizarse antenas de grandes dimensiones eléctricas.

Si bien en teoría puede obtenerse cualquier diagrama de radiación diseñando una distribución de corriente cuya transformada de Fourier sea el diagrama deseado [21], en la práctica no es posible lograr cualquier distribución de corrientes sobre una antena determinada. Este problema puede solucionarse con ayuda de una agrupación de antenas, también conocida como array, que se basa en construir una antena de mayor tamaño a partir de varias antenas, todas ellas iguales, y alimentarlas con amplitudes y fases tales que la interferencia de los campos radiados por todas las antenas nos proporcione el diagrama deseado, cumpliendo de esta manera con los requisitos buscados.

En este caso únicamente se van a presentar los array lineales y formados por antenas equiespaciadas, ya que será el tipo de array que de lugar al diseño de este capítulo y comúnmente usado en la aplicación de interés.

5.2.1 Campos radiados por agrupaciones

Se define una agrupación como un conjunto de N antenas iguales que radian o reciben de manera simultánea. El diagrama de radiación de dicho conjunto se obtiene como la interferencia de los campos radiados por cada una de las antenas, mientras que en el caso de recepción, la señal recibida es una combinación lineal de las señales que capta cada antena. Por reciprocidad, si las amplitudes y desfases de la combinación lineal en recepción son idénticos a los de la alimentación en transmisión, los diagramas de radiación en transmisión y recepción son iguales.

En este apartado, como ya se ha indicado, se van a considerar únicamente las agrupaciones lineales rectilíneas con espaciado constante entre las antenas. A continuación se presentará el diagrama de radiación del conjunto a partir de la transformada de Fourier de la distribución de corrientes que coincidirá con la interferencia de los campos radiados por los elementos de la agrupación.

Sean N antenas iguales equiespaciadas una distancia d sobre el eje z , situadas en las posiciones y alimentadas con corrientes I_n , donde $n = 0, 1, \dots, N-1$, como puede apreciarse en la figura 5.1, siguiendo el desarrollo mostrado en [21] y teniendo en cuenta que I_n puede expresarse como una amplitud a_n (que puede ser diferente para cada elemento) y una fase progresiva entre elementos α (cada elemento está desfasado α respecto a sus vecinos)

$$I_n = a_n e^{jn\alpha} \quad (5.1)$$

se llega a la expresión del campo total radiado por la agrupación

$$\vec{E}(\hat{r}) = \vec{E}_0(\hat{r}) \sum_{n=0}^{N-1} a_n e^{jn(k d \cos\theta + \alpha)} \quad (5.2)$$

Para simplificar los cálculos, la expresión (5.1) puede escribirse en función de un ángulo eléctrico ψ

$$\psi = k d \cos\theta + \alpha \quad (5.3)$$

que representa la diferencia de fase entre las contribuciones en campo lejano de dos antenas consecutivas. Esta diferencia de fase es igual a la suma del desfase por diferencia de caminos $k d \cos\theta$, más la fase progresiva de la alimentación α .

La expresión del campo eléctrico radiado por el array queda como

$$\vec{E}(\hat{r}) = \vec{E}_0(\hat{r}) \sum_{n=0}^{N-1} a_n e^{jn\psi} \quad (5.4)$$

donde $\vec{E}_0(\hat{r})$ es el campo radiado por la antena básica que forma el array con alimentación unitaria.

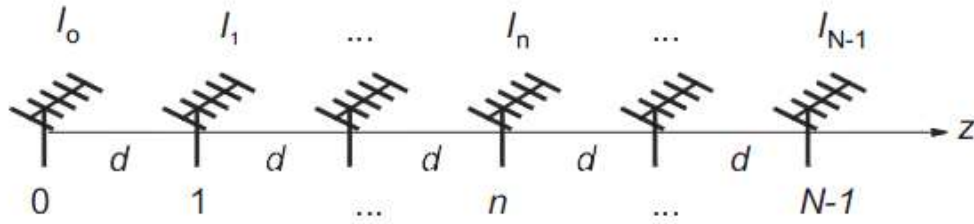


Figura 5.1 Distribución de corrientes en una agrupación lineal sobre el eje z

5.2.2 Factor de la agrupación

De la ecuación del campo eléctrico total radiado por la agrupación (5.4), puede obtenerse que dicho campo radiado es igual al campo que radia un elemento de los N que forman el array por un factor, que pasará a llamarse factor de array (FA). Este factor únicamente dependerá de la separación entre elementos d , de la alimentación a_n y α , y de la frecuencia de trabajo.

$$FA(\psi) = \sum_{n=0}^{N-1} a_n e^{jn\psi} \quad (5.5)$$

El diagrama de radiación total de la agrupación depende por separado del diagrama de la antena y del factor de la agrupación, simplificando en gran medida el diseño de este tipo de agrupaciones. Para mayor nivel de detalle en [21] se explican todas las características y propiedades del FA.

En este caso las propiedades del FA más importantes para este caso son las siguientes:

- Si los coeficientes de alimentación a_n son reales y positivos, el máximo del factor de array se encuentra en $\psi = 0$.
- Como el ángulo θ , que indica la dirección de radiación en el espacio respecto al eje del array, sólo toma valores reales entre 0 y π , los cuales según (5.3) corresponden a un intervalo de variación ψ

$$\psi \in [-k d + \alpha, k d + \alpha] \quad (5.6)$$

resulta que solamente la parte de $FA(\psi)$ comprendida en el anterior intervalo (5.6) pertenece al diagrama de radiación. A este intervalo también se le conoce como margen visible. La longitud del intervalo es $2kd$ y está centrado en α , de forma que su tamaño es proporcional al espaciado entre elementos de la agrupación d , y su posición dentro del eje ψ viene fijada por la fase progresiva α .

- Para coeficientes de alimentación reales y positivos, cuando el margen visible incluye el origen $\psi = 0$, según (5.6) $|\alpha| \leq kd$, el máximo del diagrama de radiación se encuentra en la dirección del espacio

$$\psi = k d \cos\theta_{max} + \alpha = 0$$

$$\theta_{max} = \arccos\left(-\frac{\alpha}{kd}\right), \quad |\alpha| \leq kd \quad (5.7)$$

Teniendo en cuenta (5.7), cambiando la fase progresiva α podremos apuntar nuestro array en la dirección que queramos.

- Al ser el factor de array periódico con periodo 2π , si el máximo está en ψ_{max} , existen máximos periódicos en los múltiplos enteros de 2π , $\psi = 2m\pi + \psi_{max}$. Cuando estos máximos (diferentes del principal) se encuentran dentro del margen visible ($k d + \alpha \geq 2\pi$ o $-k d + \alpha \leq 2\pi$) aparecen los denominados ‘grating lobes’, también conocidos como lóbulos de difracción. Este fenómeno sucede en general cuando se eligen espaciados entre antenas demasiado grandes, de una o más longitudes de onda normalmente.

Para tratar de aclarar todos estos conceptos se muestra en la figura 5.2 un ejemplo del método gráfico para la representación del factor de array en el espacio real en coordenadas polares.

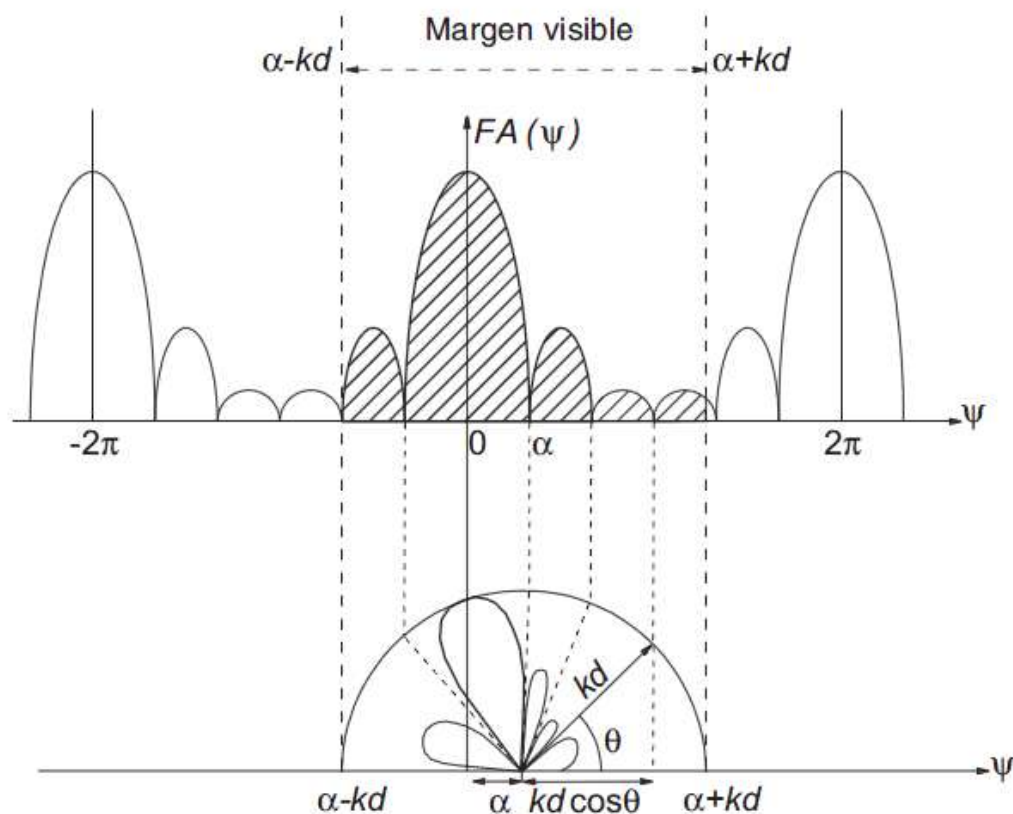


Figura 5.2 Método gráfico para la representación del factor de array en el espacio real en coordenadas polares

Una vez vistos las principales características del FA y el uso de los parámetros de diseño α y d , queda entender como puede afectar el número de elementos N . Es tan simple como que a mayor número de elementos, mayor número de ceros tendrá el FA en el intervalo de 0 a 2π , y por lo tanto tendremos anchos de haz mas estrechos, o lo que es lo mismo, mas directivos. Para ejemplificar esto de una manera mucho más sencilla, se muestran las figuras 5.3 y 5.4. En la figura 5.3 se muestra el FA de una agrupación de 4 elementos, uniformemente alimentados, mientras que en la figura 5.4 se muestra una agrupación de 8 elementos alimentados de igual manera. Puede verse como efectivamente, a mayor número de elementos, mayor directividad tendremos.

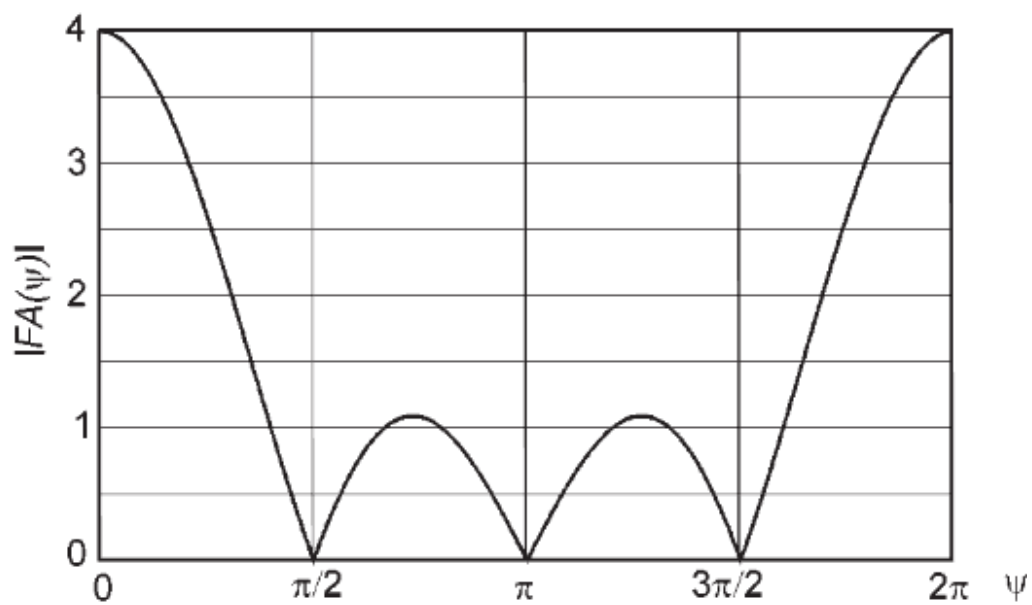


Figura 5.3 Factor de array para una agrupación uniforme de 4 elementos.

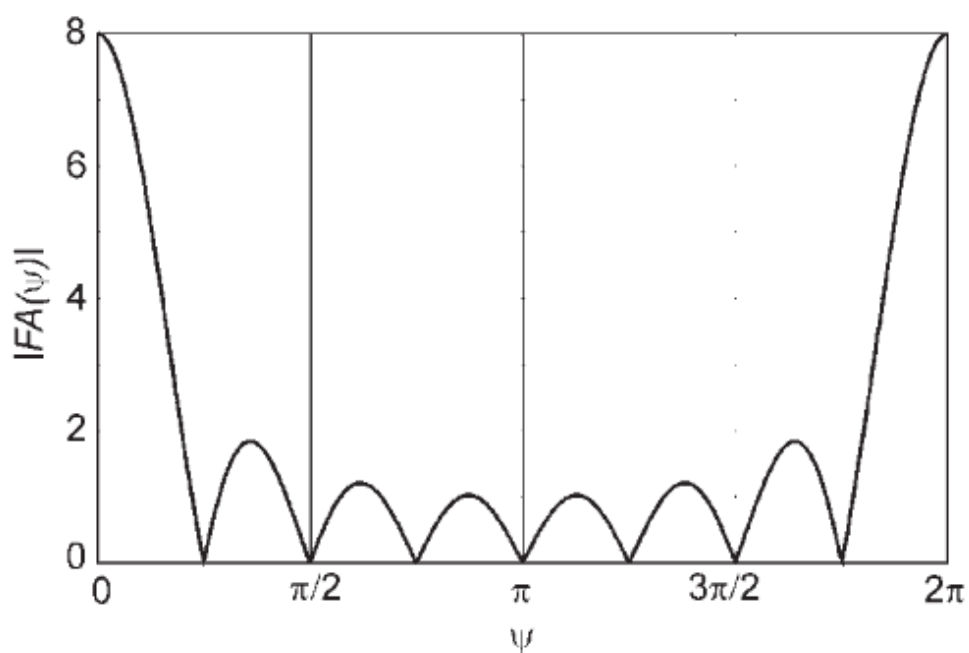


Figura 5.4 Factor de array para una agrupación uniforme de 8 elementos.

Para finalizar con la teoría sobre arrays, queda explicar brevemente las distribuciones de corrientes típicas, o dicho de otra manera, las alimentaciones canónicas.

5.2.3 Distribuciones de corrientes típicas

A continuación se estudiará el factor de la agrupación correspondiente a algunas distribuciones de corrientes típicas: uniforme, triangular y binómica.

Es cierto que ni mucho menos éstas no son las únicas distribuciones utilizadas en la práctica, la uniforme y la binómica son casos extremos con características opuestas, mientras que la triangular es un caso con características intermedias. Por ello, el conocimiento del diagrama en estos casos típicos permite deducir fácilmente las características del diagrama asociado a otras distribuciones.

5.2.3.1 Uniforme

La distribución uniforme es aquella en la que se alimentan todas las antenas con igual amplitud $a_n = 1$. Es, por su sencillez, una de las más utilizadas en la práctica.

El factor de array obtenido [21] es el de la expresión (5.8)

$$|FA(\psi)| = \frac{|\text{sen } N\frac{\psi}{2}|}{|\text{sen } \frac{\psi}{2}|} \quad (5.8)$$

Analizando dicho FA puede obtenerse la posición $\psi = 3\pi/N$ del primer lóbulo secundario [21], y finalmente se obtiene que el nivel del lóbulo principal al secundario es

$$NLPS|_{N \rightarrow \infty} = 13.2 \text{ dB} \quad (5.9)$$

5.2.3.2 Triangular

La distribución de corrientes triangular se define normalmente para un número impar de antenas

$$a_n = \begin{cases} n + 1 & n < N/2 \\ N - n & n > N/2 \end{cases} \quad (5.10)$$

Un ejemplo de una agrupación de 5 elementos sería $a_1 = 1$, $a_2 = 2$, $a_3 = 3$, $a_4 = 2$, $a_5 = 1$.

El factor de array obtenido [21] es el de la expresión (5.11)

$$|FA(\psi)| = \frac{\left| \sin \psi \frac{N+1}{4} \right|^2}{\left| \sin \frac{\psi}{2} \right|^2} \quad (5.11)$$

En este caso la posición del primer lóbulo secundario es $\psi = \frac{3}{2} \frac{4\pi}{N+1}$ [21], y finalmente se obtiene que el nivel del lóbulo principal al secundario es

$$NLPS|_{N \rightarrow \infty} = 26.4 \text{ dB} \quad (5.12)$$

5.2.3.3 Binómica

Los coeficientes en este caso pueden obtenerse a través de la expresión de los números combinatorios

$$a_n = \binom{N-1}{n} = \frac{(N-1)!}{n!(N-1-n)!} \quad (5.12)$$

El factor de array obtenido [21] es el de la expresión (5.13)

$$|FA(\psi)| = \left| 2 \cos \frac{\psi}{2} \right|^{N-1} \quad (5.13)$$

La particularidad de esta distribución es que no presenta ningún lóbulo secundario (exceptuando los periódicos), por lo que el nivel del lóbulo principal al secundario es

$$NLPS|_{N \rightarrow \infty} = \infty \text{ dB} \quad (5.12)$$

5.2.3.4 Comparación de las 3 alimentaciones típicas

Como resumen del pequeño análisis realizado para las distribuciones uniforme, triangular y binómica, pueden resaltarse los siguientes aspectos, estudiados mucho más a fondo en [21]:

- A igualdad de máximo de la distribución de corrientes, la uniforme es la que radia el mayor campo en la dirección del haz principal, mientras que la que radia el menor campo es la binómica.
- La distribución uniforme presenta el mínimo ancho de haz. El de la triangular es aproximadamente doble que el de la uniforme (en ψ) y el de la binómica mucho mayor.

- La distribución uniforme presenta el peor nivel de lóbulo principal a secundario. El de la triangular es el doble en escala logarítmica (dB) que el de la uniforme para un número grande de antenas. La distribución binómica sólo tiene haz principal, aunque en el espacio real pueden aparecer lóbulos de difracción asociados a un lóbulo principal periódico.

En resumen, podríamos concluir en que la uniforme es la más directiva y la que peor SLL (NLPS) tiene, que la binómica es la menos directiva y la que mejor SLL tiene, mientras que la triangular es un compromiso entre ambos parámetros.

5.3 Diseño del Array

Lo primero para poder llevar a cabo el diseño es conocer los requisitos que se están buscando para poder ajustar el array en base a dichas especificaciones.

En este caso se pretende construir un array que funcione en la banda de 790 a 960 MHz para comunicaciones móviles. Las restricciones a cumplir están referidas en cuanto a:

- Tamaño.
- Ancho de haz.
- Apuntamiento.
- Nivel de lóbulos secundarios.
- Nivel de radiación trasera.
- Aislamiento entre puertos.

Para poder tomar una referencia sobre todos estos parámetros, en el anexo 2 se han incluido hojas de características de diversas antenas mono-banda en la banda de 790 a 960 MHz del fabricante Ryma para poder comparar con antenas comerciales que se usan a día de hoy.

En cuanto a los dos primeros puntos, que como ya hemos comentado anteriormente están íntimamente ligados, ya que a mayor tamaño (mayor número de elementos) mayor directividad (menor ancho de haz), vemos como hay antenas de varios tamaños, y efectivamente, mientras más grande menor ancho de haz vertical tienen. En este caso va a cogerse como referencia una de las más pequeñas, la AT40-643TX, que tiene una longitud de 1340 mm y un ancho de haz vertical de $14.4^\circ \sim 15^\circ$, por lo que se

intentará obtener esos anchos de haz o lo mas cercanos posibles, manteniéndonos siempre por debajo de ese tamaño.

En cuanto al apuntamiento, es común a todas las antenas, y generalmente en comunicaciones móviles se considera variable entre 0° y 10° respecto a la vertical de la antena, es decir respecto a $\theta = 90^\circ$ (ya que recordamos que el eje del array se correspondía a $\theta = 0^\circ$).

Respecto a los niveles de los lóbulos secundarios y de radiación trasera, se comparte también el mismo limite aproximadamente para todas las antenas, de unos 17~18 dB y 22~28 dB aproximadamente y respectivamente. Para este diseño se tomará un nivel mínimo de SLL de 18 dB y un nivel mínimo de FB Ratio de 22 dB.

Por último, si tenemos en cuenta los niveles de aislamiento, aunque en este caso no aparecen en las hojas de características, vamos a considerar un nivel mínimo de 30 dB.

Una vez están todos los requisitos fijados puede se puede empezar con los cálculos sobre los parámetros del array, que van a ser principalmente el número de elementos, la distancia entre dichos elementos y la alimentación a usar.

- **Número de elementos.**

Debido a la limitación en tamaño que tenemos de unos 1300mm, se ha elegido construir una agrupación de 4 elementos (cada antena mide 344mm).

- **Distancia entre elementos.**

Para calcular la distancia entre elementos básicamente hay que tener en cuenta el nivel de SLL y el ancho de haz. Como ya se ha comentado, cuanto mayor sea la separación, menor será el ancho de haz pero mayor será el SLL ya que poco a poco irán apareciendo los grating lobes.

En la figura 5.5 podemos ver la directividad de las agrupaciones transversales ($\theta = 90^\circ$) uniforme, triangular y binómica. En esta misma figura puede verse que la mejor zona para trabajar es entorno a $d = 0.8 \lambda \sim 0.9 \lambda$, ya que si aumentamos d aparecerán los grating lobes, y si disminuimos demasiado d se producirán problemas de acoplo.

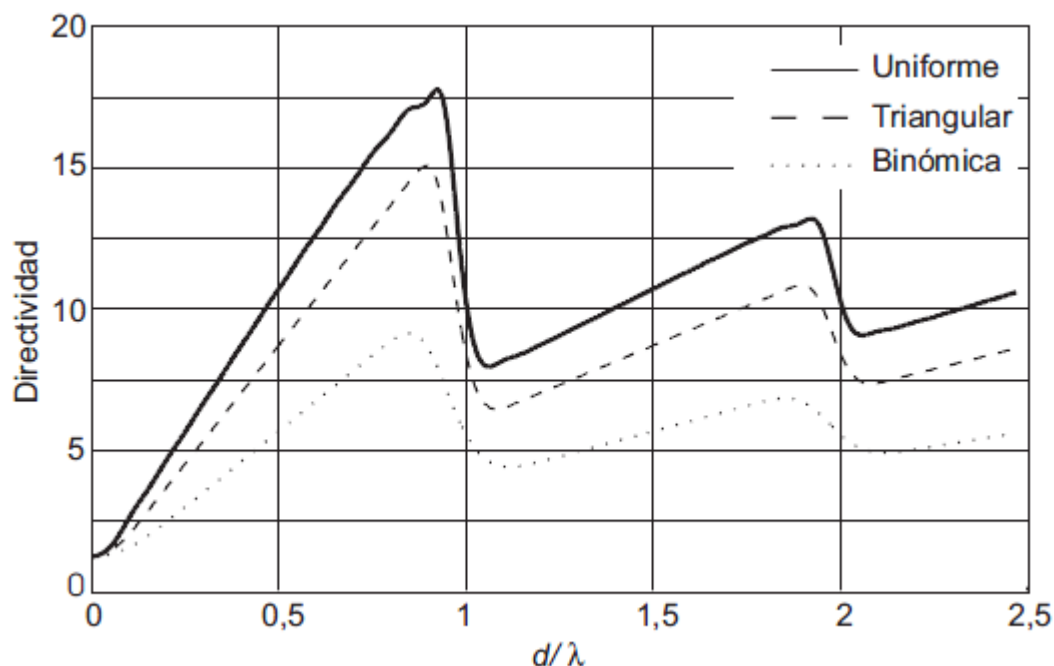


Figura 5.5 Directividad de las agrupaciones transversales uniforme, triangular y binómica.

Una vez calculadas las longitudes de onda para las frecuencias extremas

$$\begin{aligned}\lambda_{790 \text{ MHz}} &= 380 \text{ mm} \\ \lambda_{960 \text{ MHz}} &= 312,5 \text{ mm}\end{aligned}$$

hay que tratar de satisfacer la anterior condición para todo el rango de frecuencias, aunque va a ser preferible estar por debajo que por arriba.

Es por esto que se escogerá un valor

$$d_{\max} = 0,9 * \lambda_{960 \text{ MHz}} = 281 \text{ mm}$$

ya que de esta manera, como se acaba de ver, a la frecuencia de 960 MHz d equivaldrá a $0,9 \lambda$, y para la frecuencia de 790 MHz equivaldrá a $0,74 \lambda$.

Se le ha puesto la coletilla de d máximo, ya que cuando se calcule el diagrama de radiación para apuntamientos de 10 grados por debajo de la vertical del array, el margen visible se desplaza y si tenemos distancias muy grandes, aunque sea por debajo de d_{\max} , pueden aparecer los grating lobes.

- Alimentación.

El principal objetivo al fijar la alimentación es obtener la mejor directividad posible pero siempre respetando un nivel mínimo de SLL. Como se ha podido ver en el anterior apartado, la distribución uniforme proporciona la mayor directividad posible, pero sin embargo otorga un SLL como mucho de 13,2 dB, cuando en los

requisitos se ha especificado que como mínimo debiera ser de 18 dB. Por este hecho se descartará este tipo de alimentación y se usará la alimentación triangular, que aunque tenga menor directividad, proporcionará un SLL de hasta 26.5 dB. En caso de haber utilizado 5 elementos en vez de cuatro, podría haberse probado la binomial, ya que como se ha estudiado prácticamente no habría lóbulos secundarios aunque se decrementaría aun mas la directividad. Hay que tener en cuenta que el SLL también dependerá del diagrama del elemento aislado, por lo que hasta que no se realicen las simulaciones no se sabrá con seguridad si se están cumpliendo los niveles mínimos buscados.

Los valores a_n a utilizar serán $a_1 = 1$, $a_2 = 2$, $a_3 = 2$, $a_4 = 1$.

Por último y para finalizar con la alimentación nos queda escoger la fase progresiva entre elementos α .

Haciendo uso de la ecuación (5.7) se puede escribir que

$$\alpha = -k d \cos\theta_{max}$$

donde

$$k = 2\pi/\lambda$$

El α más grande será para la frecuencia de 960 MHz, donde d es más grande eléctricamente y para $\theta = (90 + 10)^\circ$ (10 grados por debajo de la vertical del array), y tendrá un valor de

$$\alpha = -\frac{2\pi}{\lambda} 0.9\lambda \cos(100^\circ) = 0.98 \text{ rad} = 56.3^\circ$$

Una vez calculados todos los parámetros del array se procederá a su simulación con el software CST Studio Suite.

5.3.1 Estructura y dimensiones del Array

Como se viene comentando en los anteriores apartados, se implementará un array lineal de 4 elementos separados una distancia d . Si uno se fija en dicho valor de $d = 281$ mm, se ve que es inferior al propio tamaño de la antena que es de 344 mm. Es por ello que se empleará una versión modificada la antena representada por el modelo 1 que puede verse en la figura 5.6. Dicha nueva antena es exactamente igual que la del modelo 1 (prácticamente no se pierden prestaciones), pero adaptada para su integración en la agrupación.

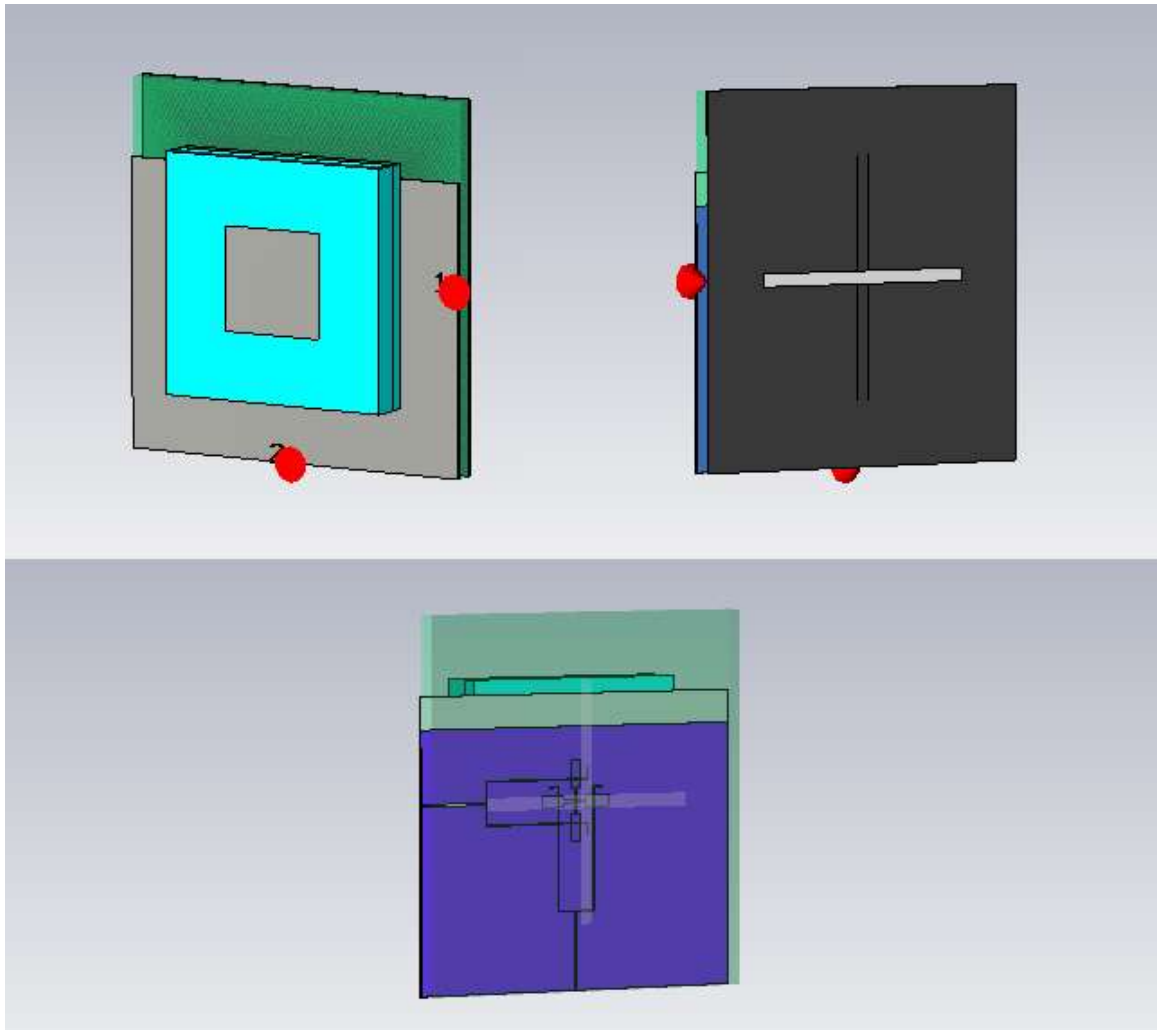


Figura 5.6 Antena del modelo 1 adaptada para su integración al array.

Una imagen de cómo quedará el array puede apreciarse en la figura 5.6, para el cual se ha fijado finalmente el valor de $d = 230 \text{ mm}$ y $\alpha_{max} = 45^\circ$.

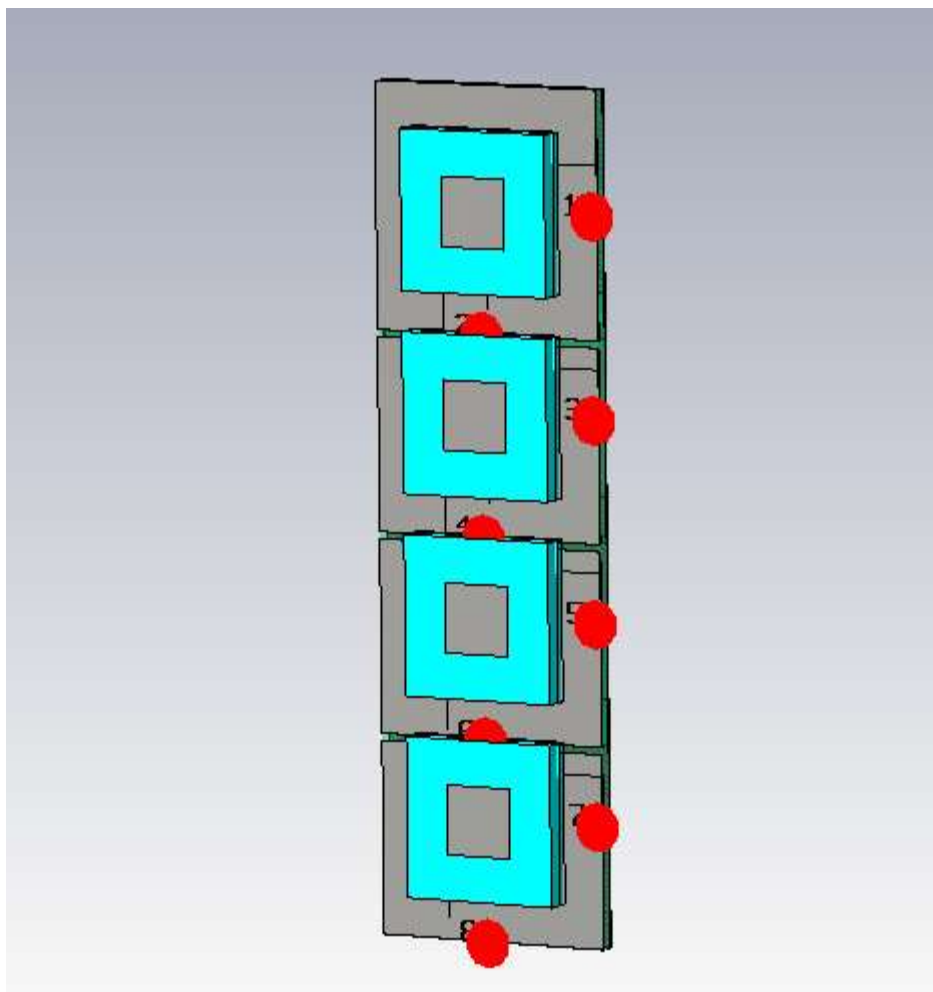


Figura 5.7 Array diseñado.

En el siguiente apartado pueden verse las simulaciones y prestaciones obtenidas por la estructura de la figura 5.6.

5.3.2 Resultados obtenidos

A continuación se presentan las simulaciones obtenidas en el programa CST Studio Suite, para más tarde pasar a comentar dichos resultados.

- Parámetros S

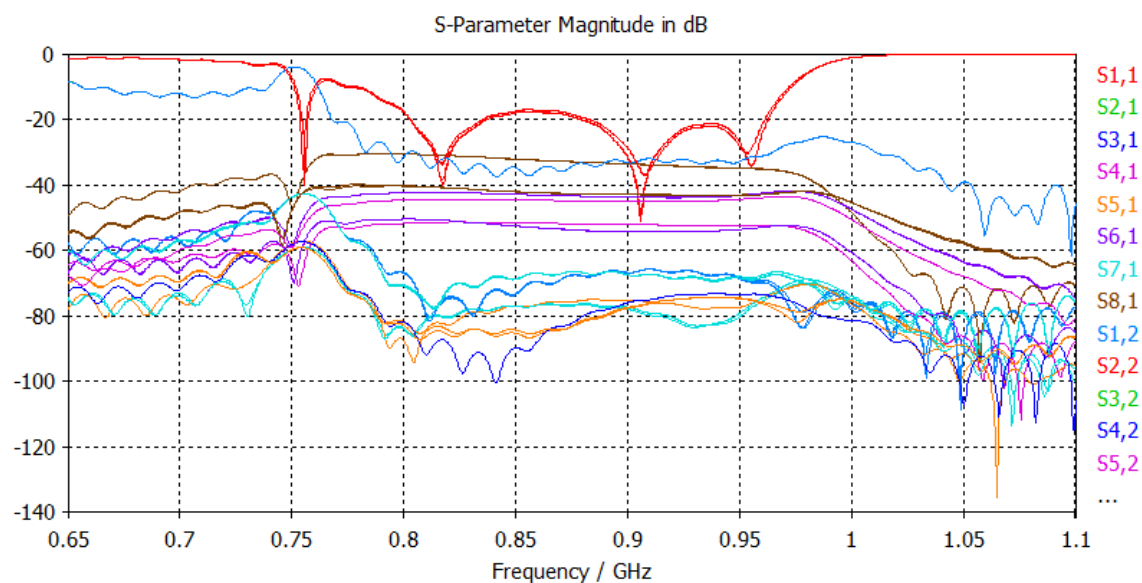


Figura 5.8 Parámetros S del array

- Diagrama de radiación

Al igual que en la antena individual, en el array tenemos dos puertos. El primero de ellos engloba a los cuatro puertos número 1 de cada una de las antenas que forman el array, y el segundo de ellos engloba a los cuatro puertos número 2 de las antenas individuales.

- Puerto 1

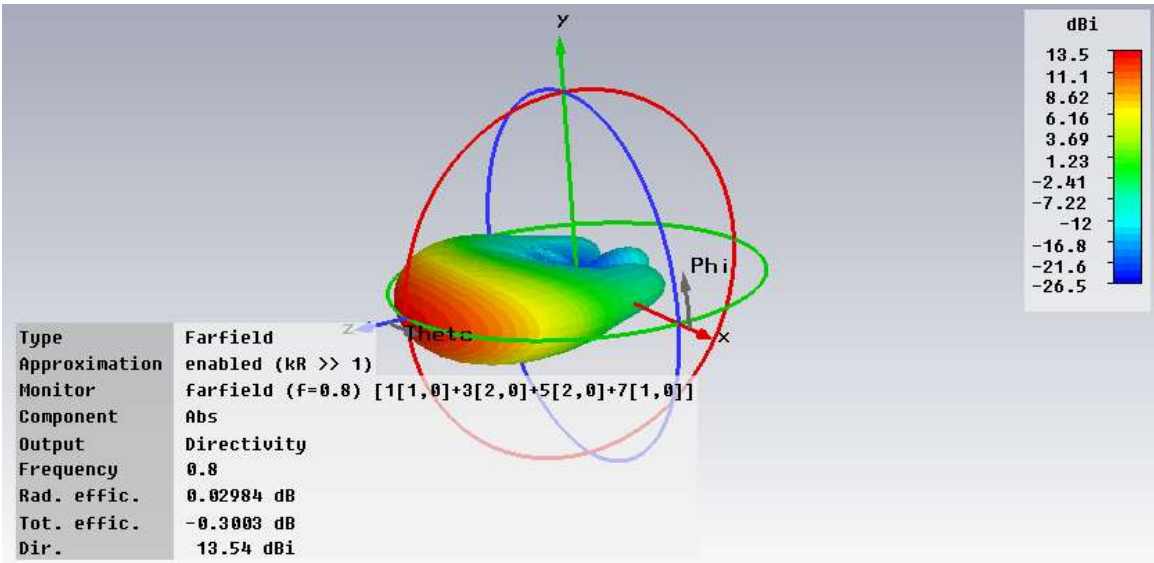


Figura 5.9 Diagrama de radiación en 3D para $f = 800\text{MHz}$, $\alpha = 0^\circ$ y puerto número 1

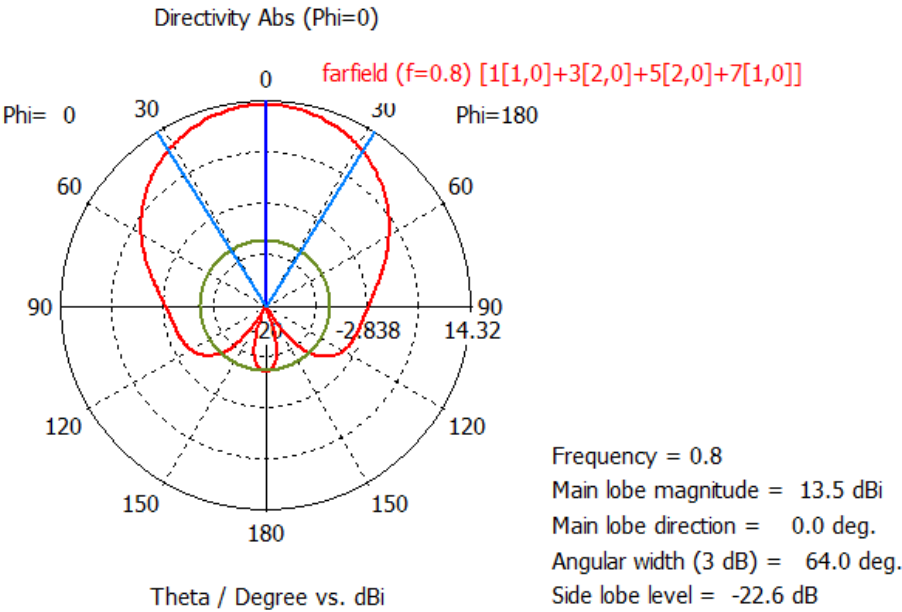


Figura 5.10 Diagrama de radiación en polares con $\phi = 0^\circ$ para $f = 800\text{MHz}$, $\alpha = 0^\circ$ y puerto número 1

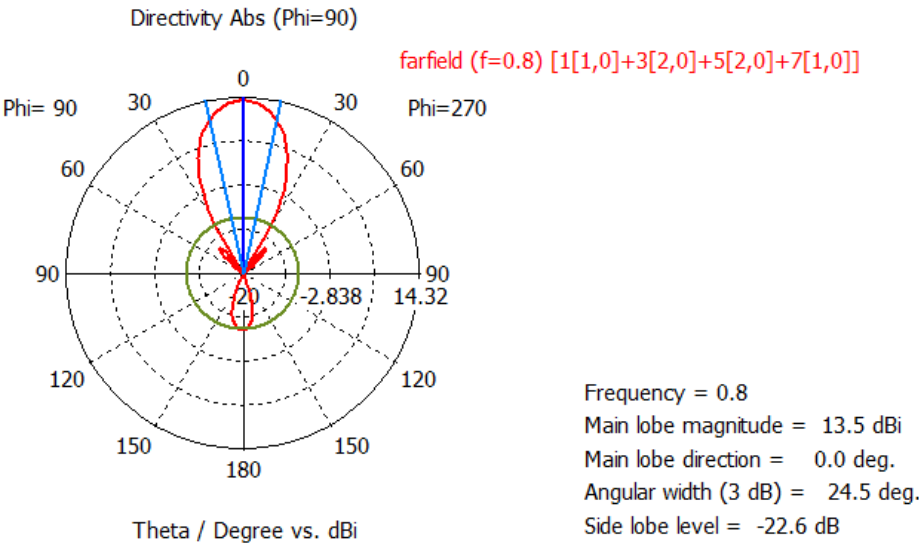


Figura 5.11 Diagrama de radiación en polares con $\phi = 90^\circ$ para $f = 800\text{MHz}$, $\alpha = 0^\circ$ y puerto número 1

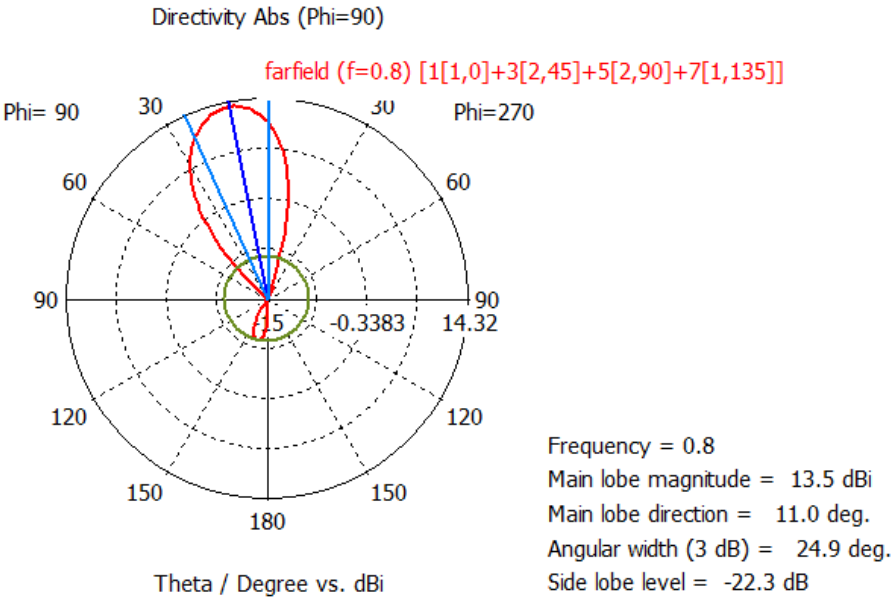


Figura 5.12 Diagrama de radiación en polares con $\phi = 90^\circ$ para $f = 800\text{MHz}$, $\alpha = 45^\circ$ y puerto número 1

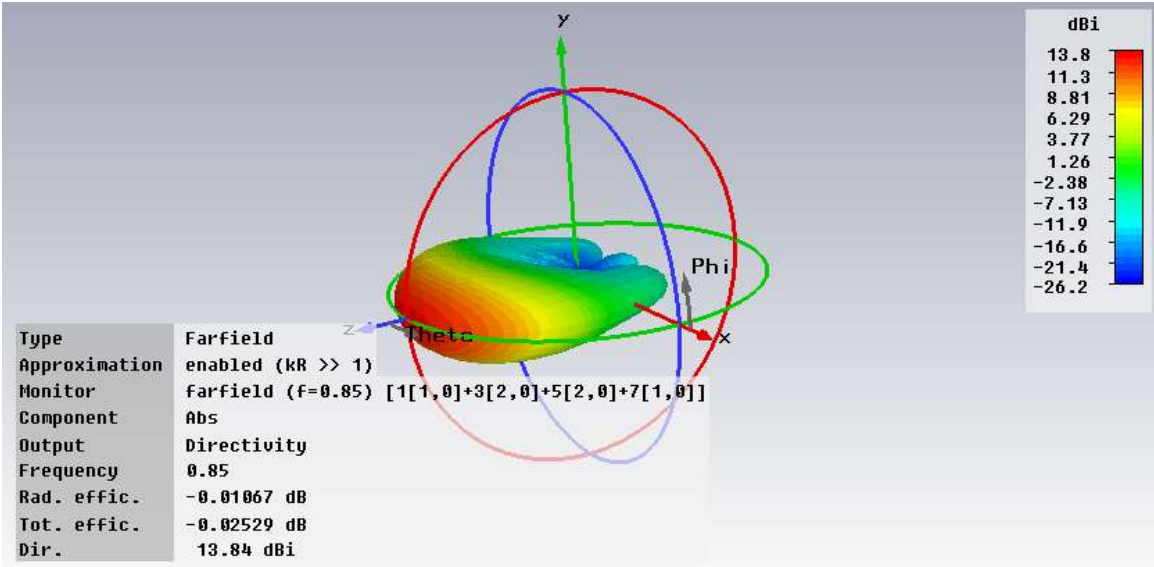


Figura 5.13 Diagrama de radiación en 3D para $f = 850\text{MHz}$, $\alpha = 0^\circ$ y puerto número 1

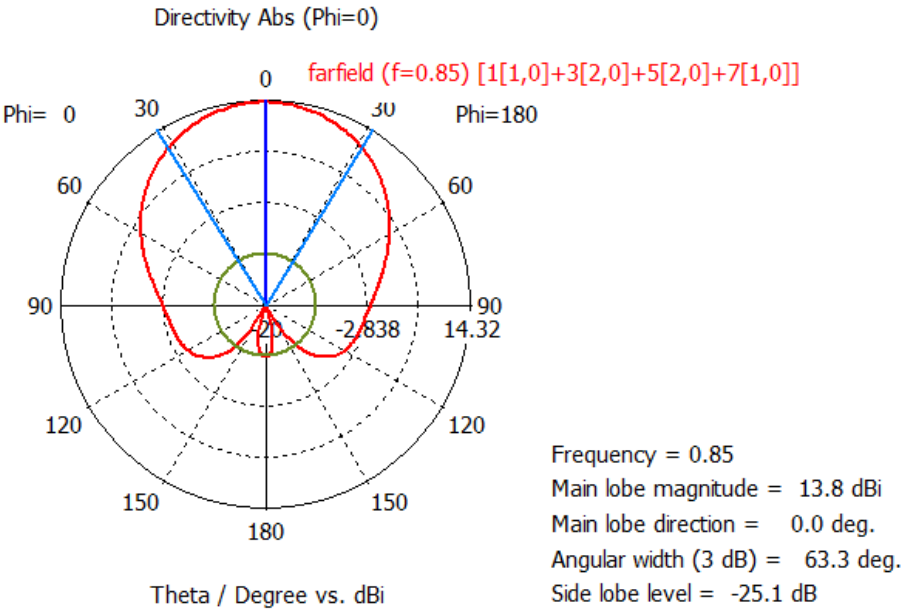


Figura 5.14 Diagrama de radiación en polares con $\phi = 0^\circ$ para $f = 850\text{MHz}$, $\alpha = 0^\circ$ y puerto número 1

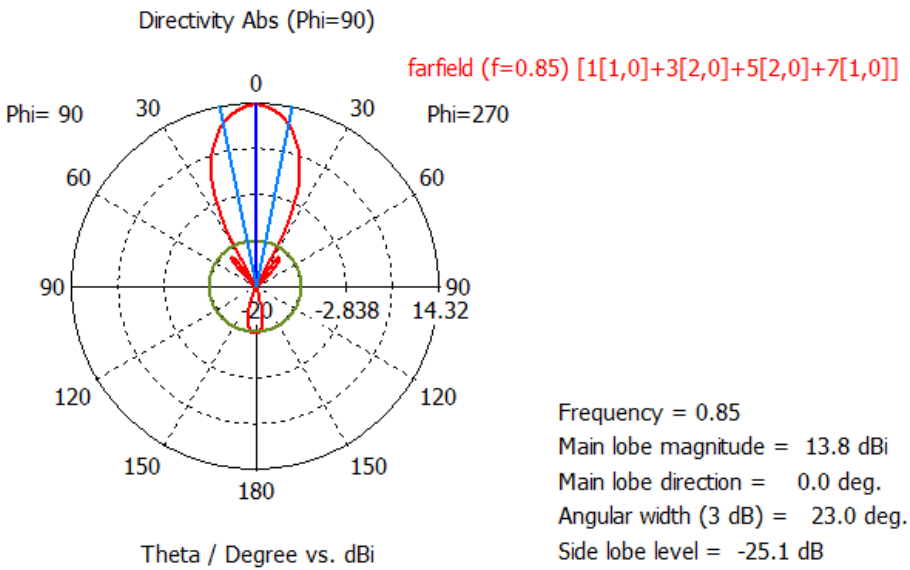


Figura 5.15 Diagrama de radiación en polares con $\phi = 90^\circ$ para $f = 850\text{MHz}$, $\alpha = 0^\circ$ y puerto número 1

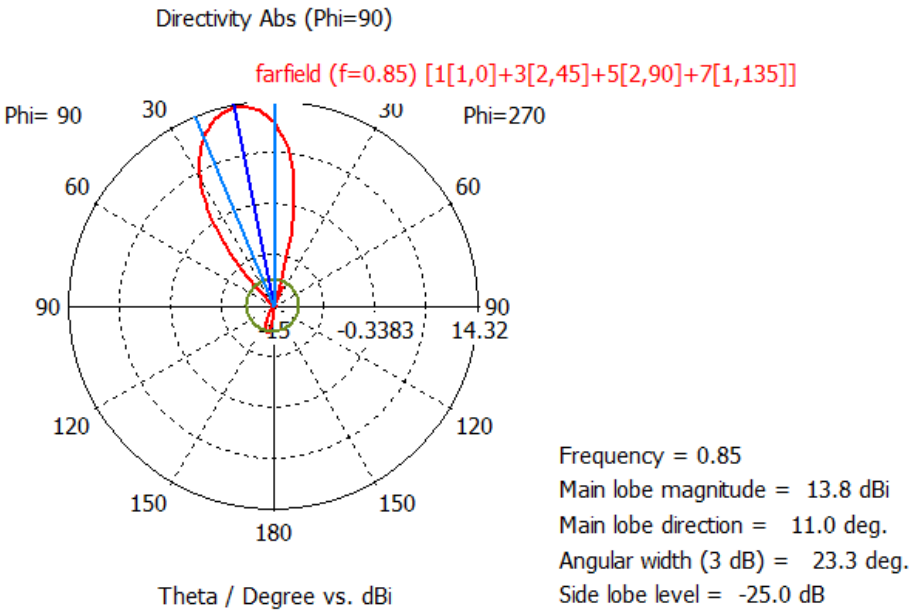


Figura 5.16 Diagrama de radiación en polares con $\phi = 90^\circ$ para $f = 850\text{MHz}$, $\alpha = 45^\circ$ y puerto número 1

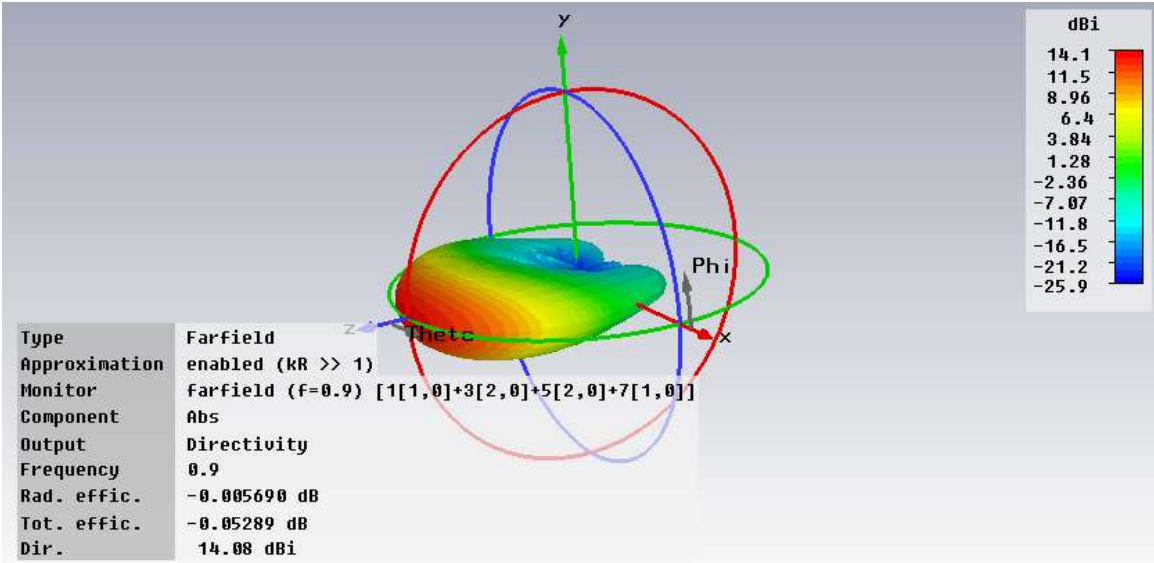


Figura 5.17 Diagrama de radiación en 3D para $f = 900\text{MHz}$, $\alpha = 0^\circ$ y puerto número 1

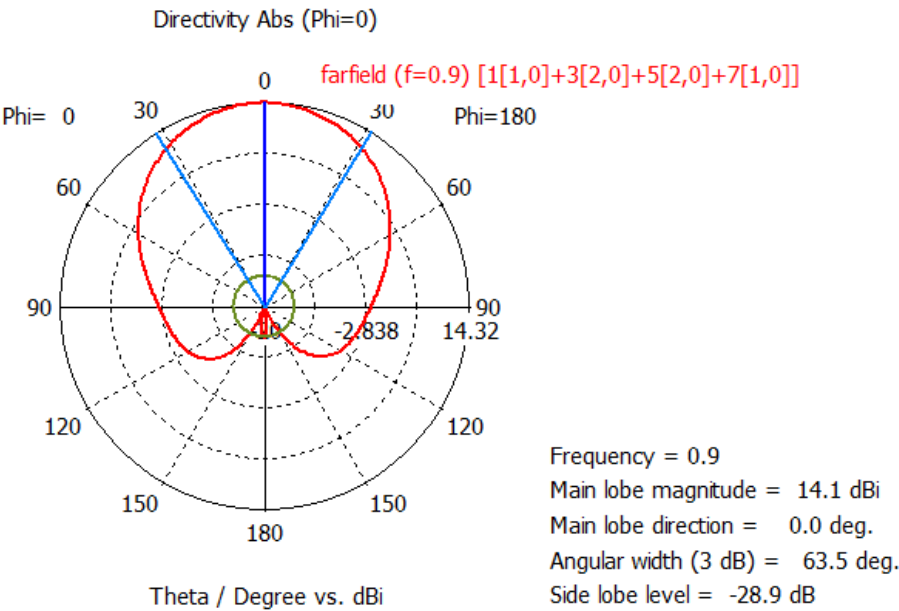


Figura 5.18 Diagrama de radiación en polares con $\phi = 0^\circ$ para $f = 900\text{MHz}$, $\alpha = 0^\circ$ y puerto número 1

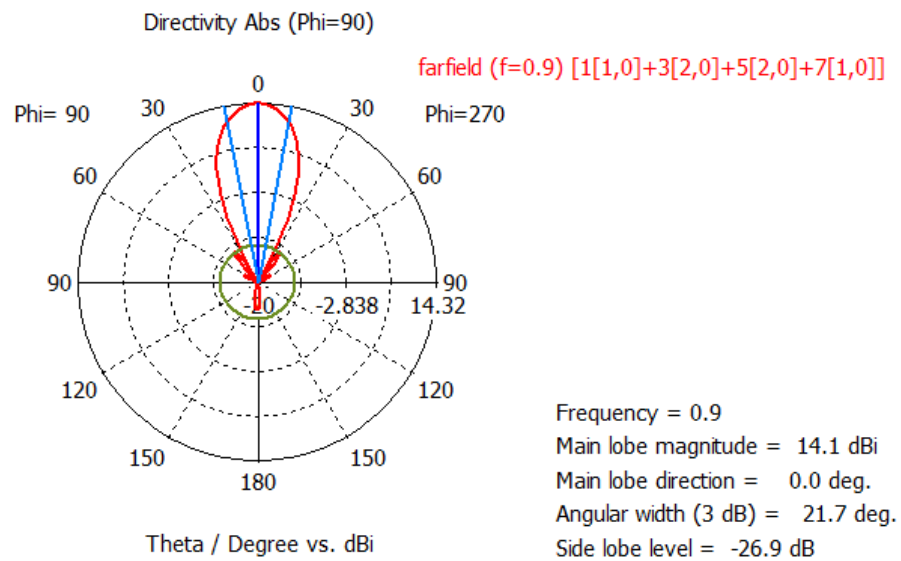


Figura 5.19 Diagrama de radiación en polares con $\phi = 90^\circ$ para $f = 900\text{MHz}$, $\alpha = 0^\circ$ y puerto número 1

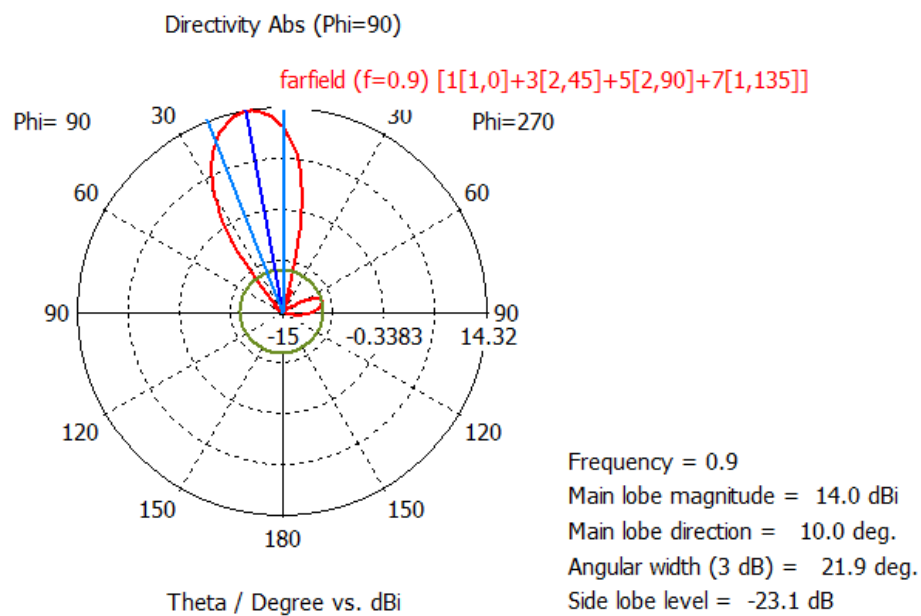


Figura 5.20 Diagrama de radiación en polares con $\phi = 90^\circ$ para $f = 900\text{MHz}$, $\alpha = 45^\circ$ y puerto número 1

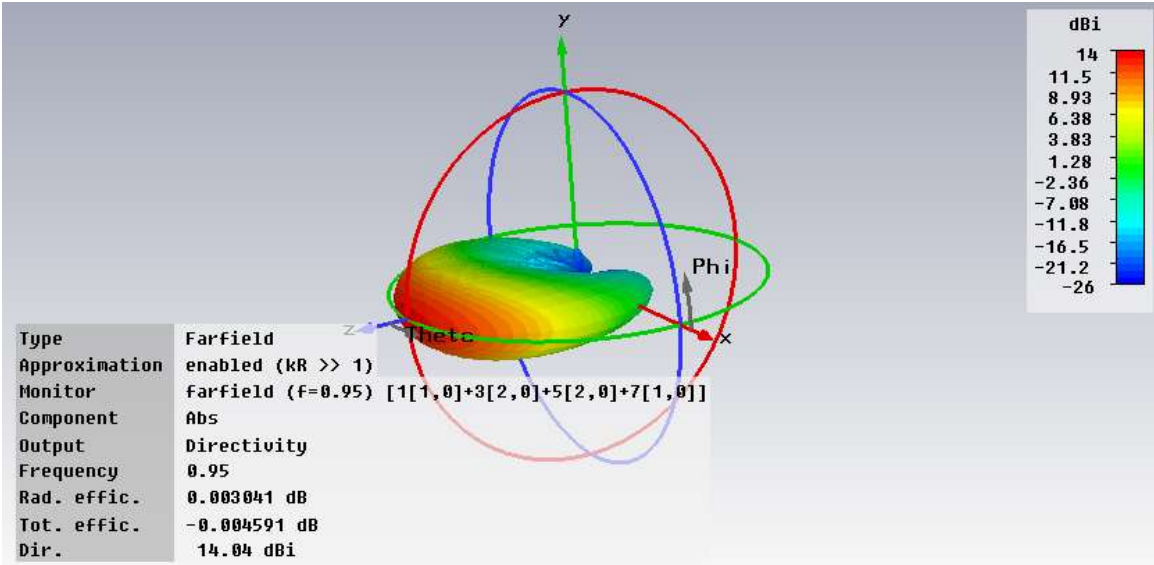


Figura 5.21 Diagrama de radiación en 3D para $f = 950\text{MHz}$, $\alpha = 0^\circ$ y puerto número 1

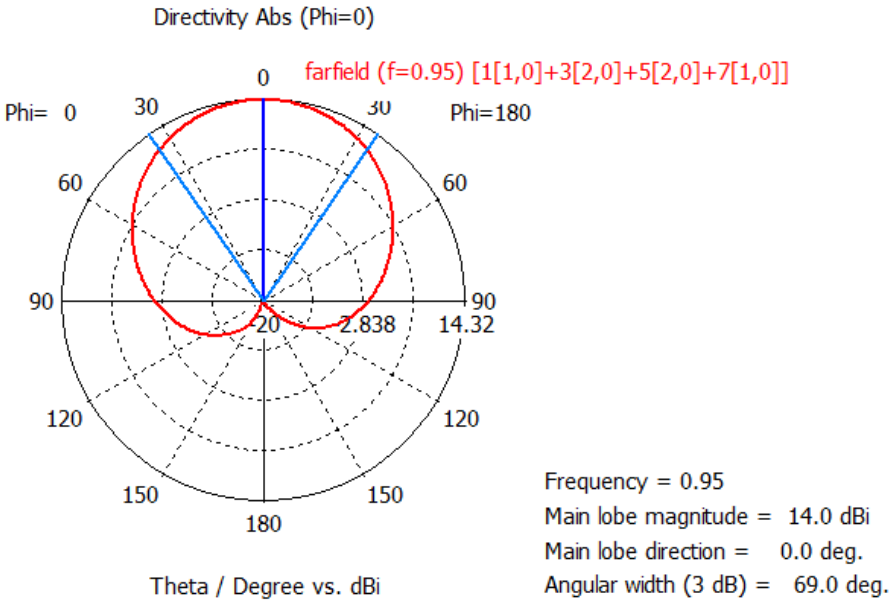


Figura 5.22 Diagrama de radiación en polares con $\phi = 0^\circ$ para $f = 950\text{MHz}$, $\alpha = 0^\circ$ y puerto número 1

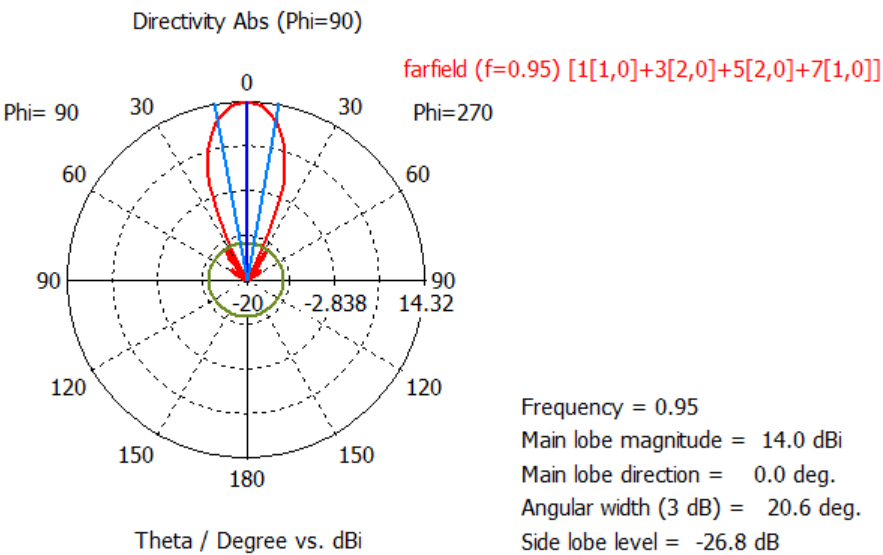


Figura 5.23 Diagrama de radiación en polares con phi = 90° para f = 950MHz, $\alpha = 0^\circ$ y puerto número 1

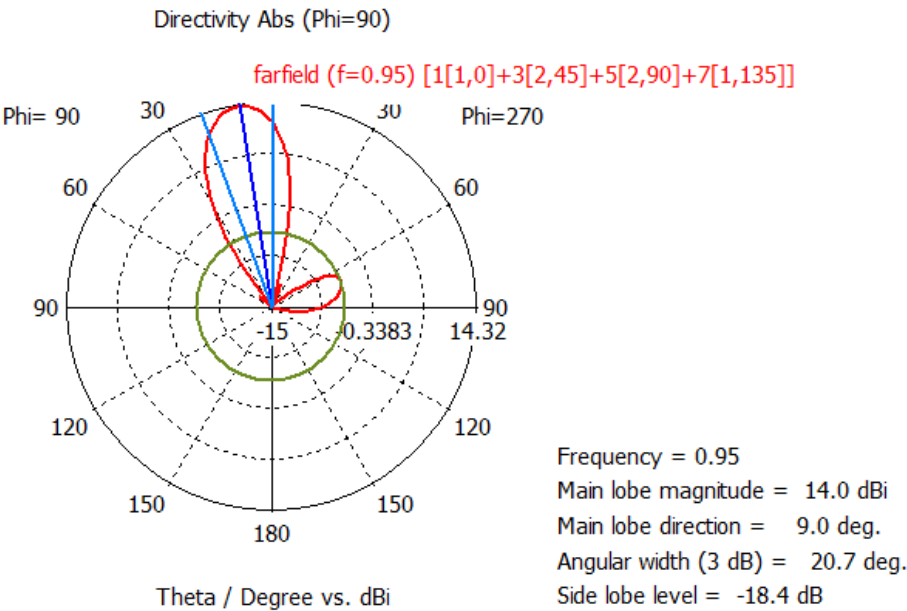


Figura 5.24 Diagrama de radiación en polares con phi = 90° para f = 950MHz, $\alpha = 45^\circ$ y puerto número 1

- Puerto 2

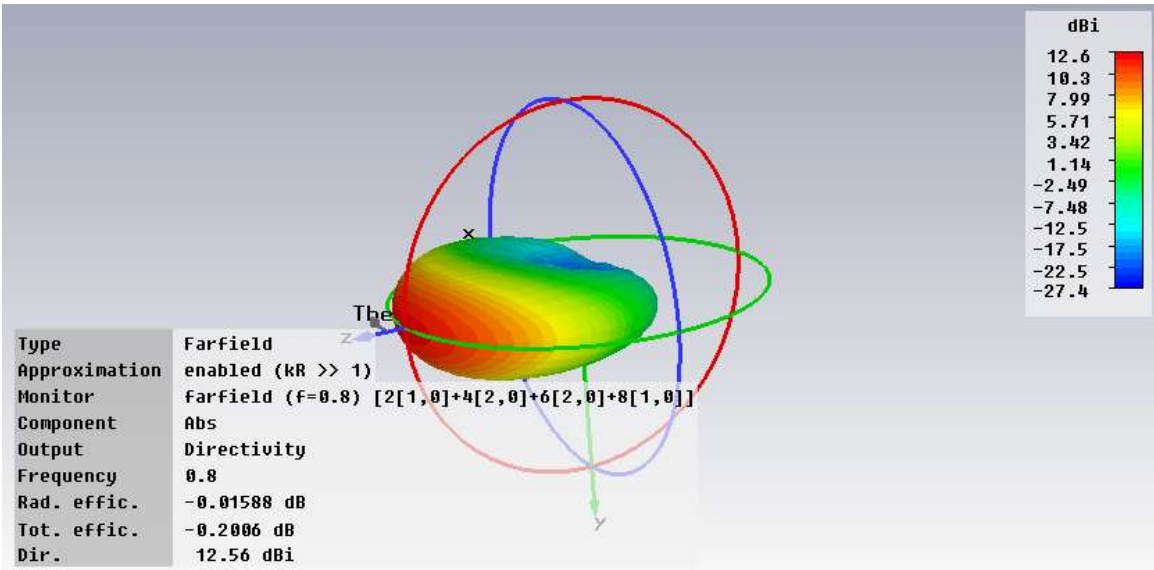


Figura 5.25 Diagrama de radiación en 3D para $f = 800\text{MHz}$, $\alpha = 0^\circ$ y puerto número 2

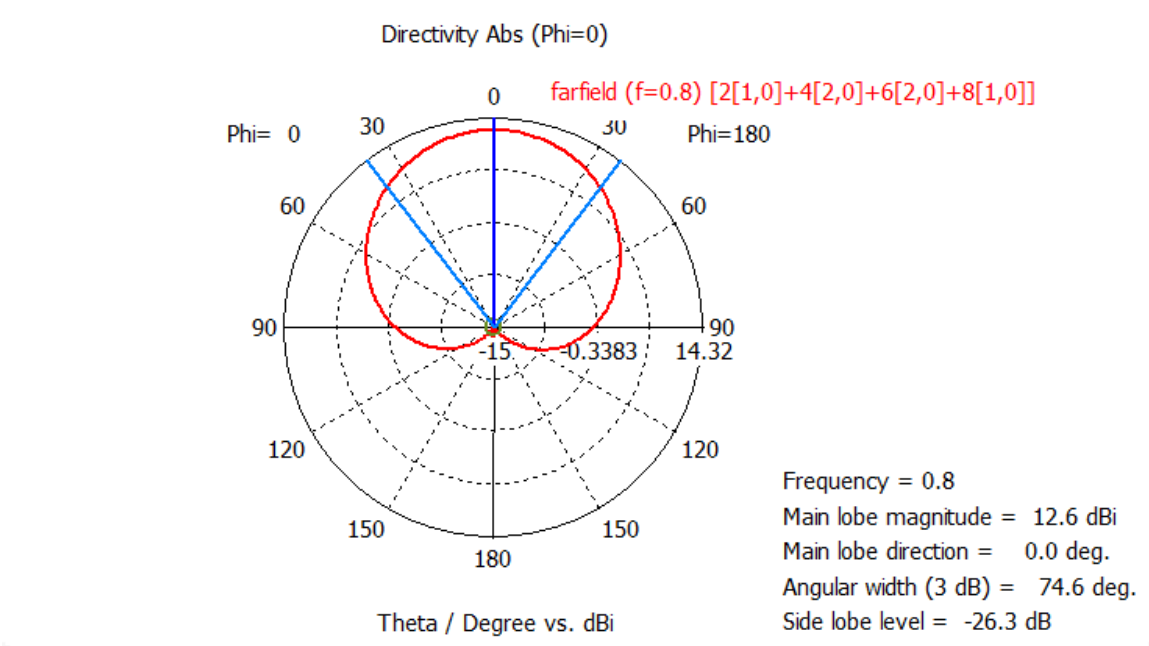


Figura 5.26 Diagrama de radiación en polares con $\phi = 0^\circ$ para $f = 800\text{MHz}$, $\alpha = 0^\circ$ y puerto número 2

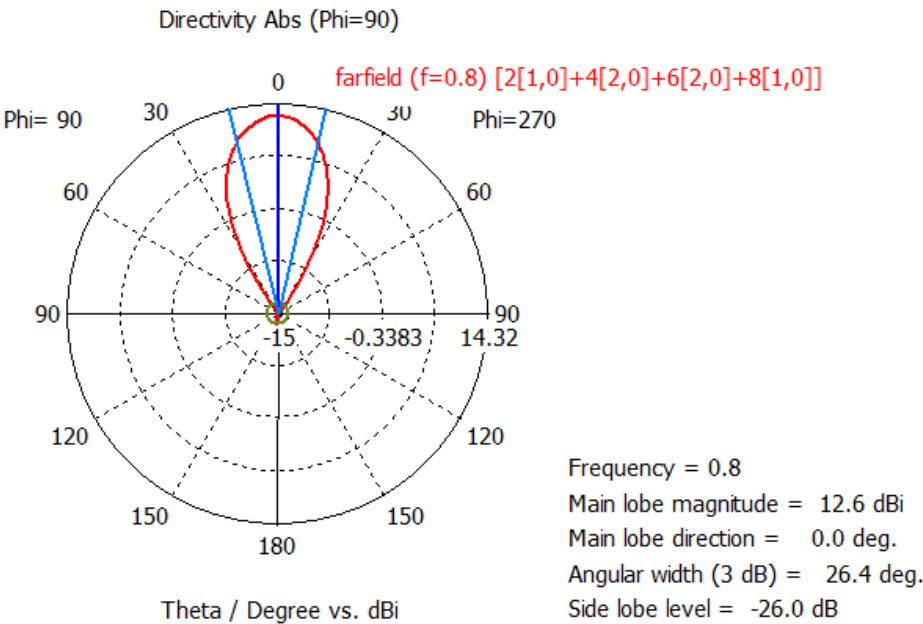


Figura 5.27 Diagrama de radiación en polares con $\phi = 90^\circ$ para $f = 800\text{MHz}$, $\alpha = 0^\circ$ y puerto número 2

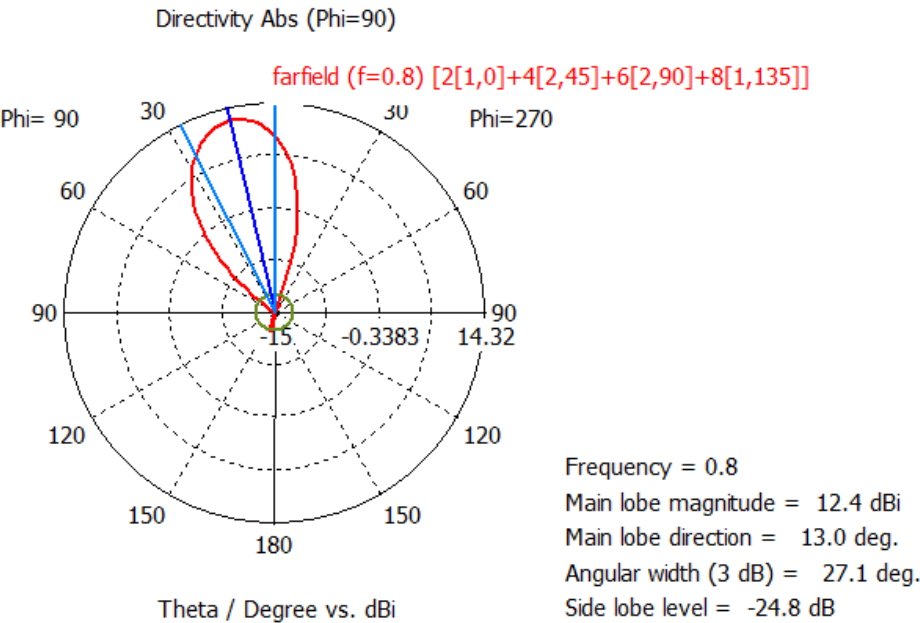


Figura 5.28 Diagrama de radiación en polares con $\phi = 90^\circ$ para $f = 800\text{MHz}$, $\alpha = 45^\circ$ y puerto número 2

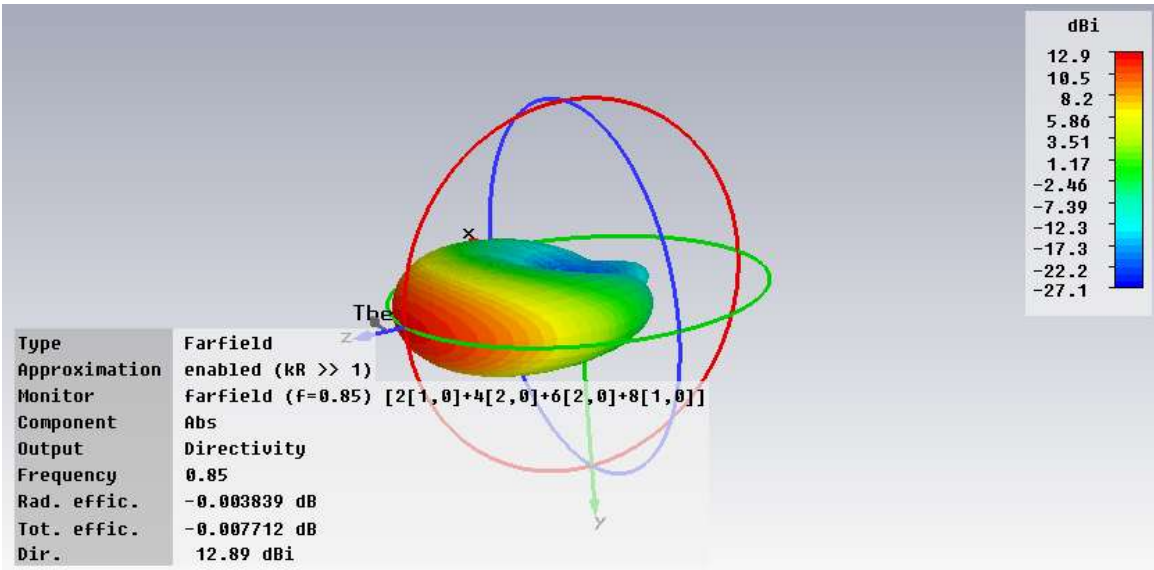


Figura 5.29 Diagrama de radiación en 3D para $f = 850\text{MHz}$, $\alpha = 0^\circ$ y puerto número 2

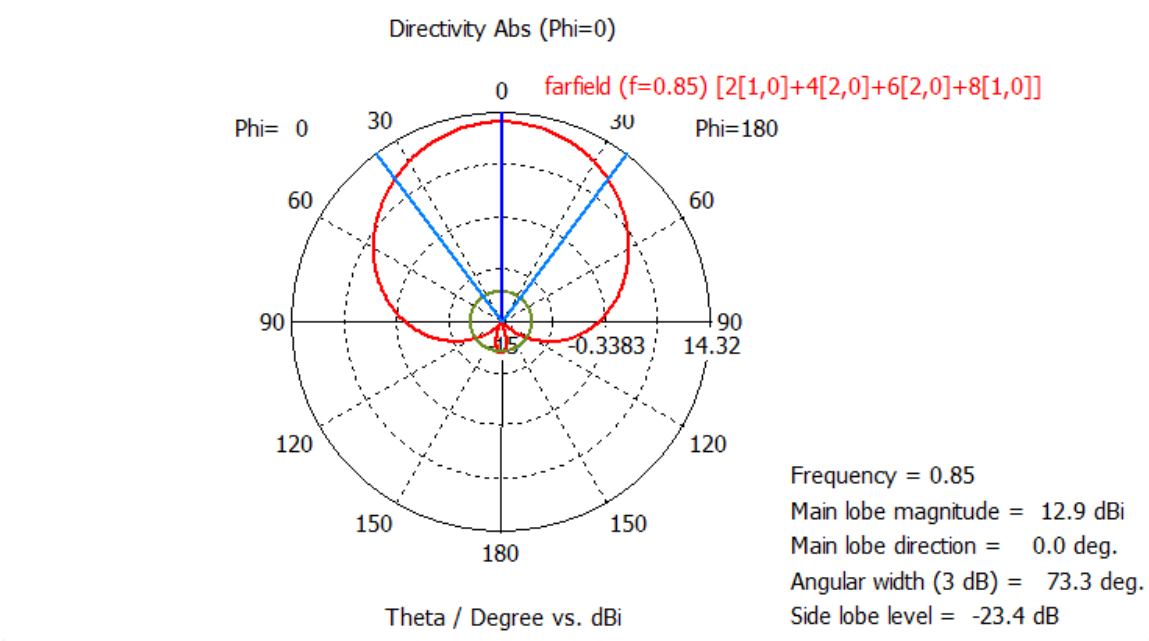


Figura 5.30 Diagrama de radiación en polares con $\phi = 0^\circ$ para $f = 850\text{MHz}$, $\alpha = 0^\circ$ y puerto número 2

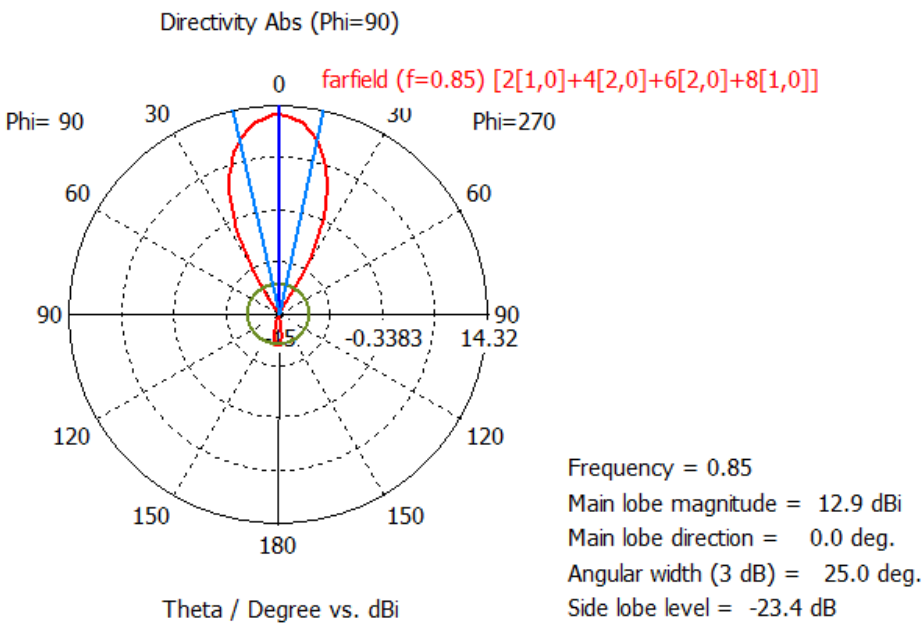


Figura 5.31 Diagrama de radiación en polares con $\phi = 90^\circ$ para $f = 850\text{MHz}$, $\alpha = 0^\circ$ y puerto número 2

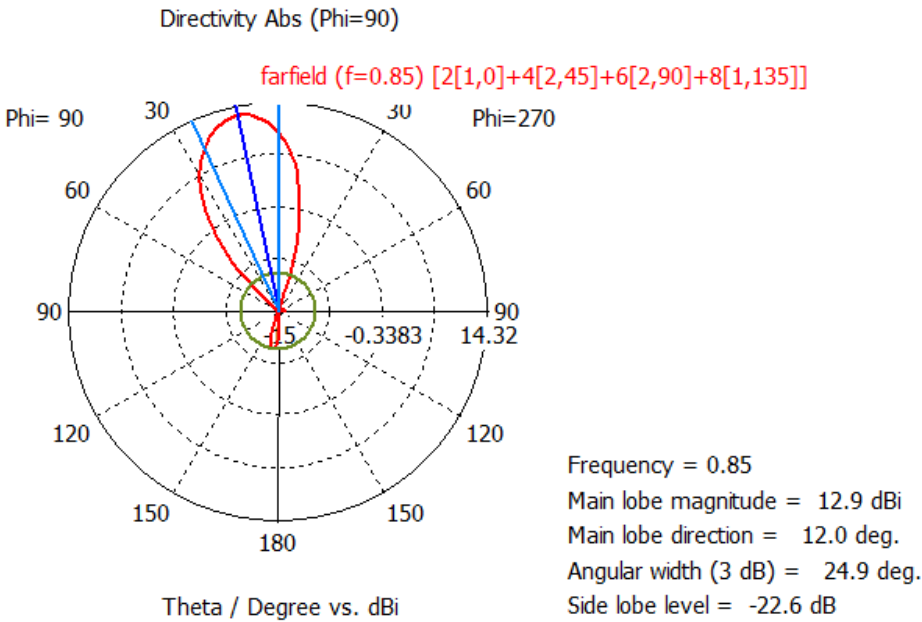


Figura 5.32 Diagrama de radiación en polares con $\phi = 90^\circ$ para $f = 850\text{MHz}$, $\alpha = 45^\circ$ y puerto número 2

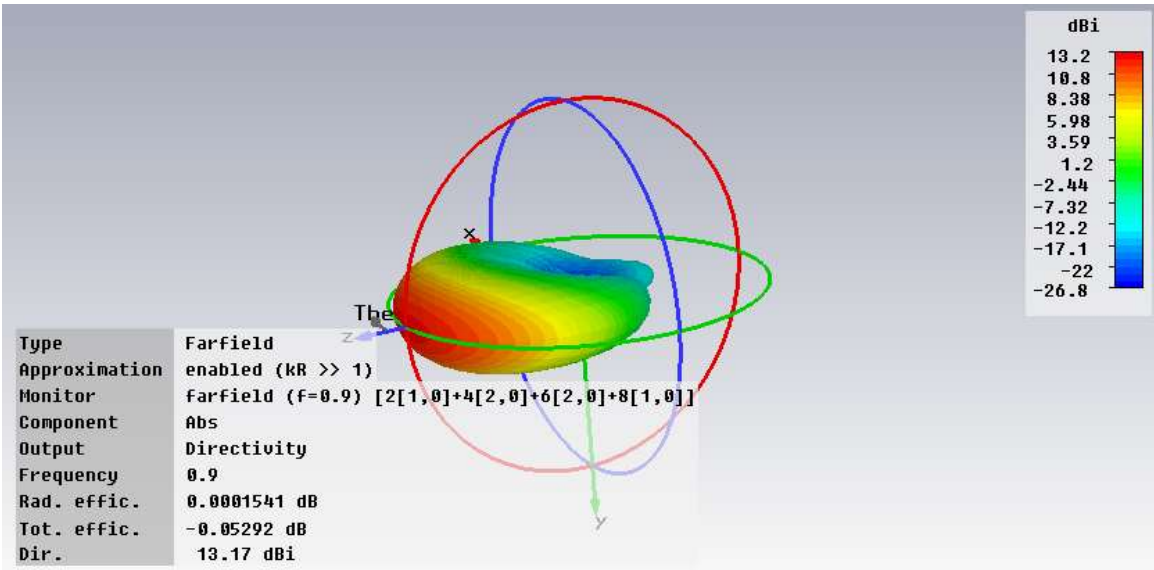


Figura 5.33 Diagrama de radiación en 3D para $f = 900\text{MHz}$, $\alpha = 0^\circ$ y puerto número 2

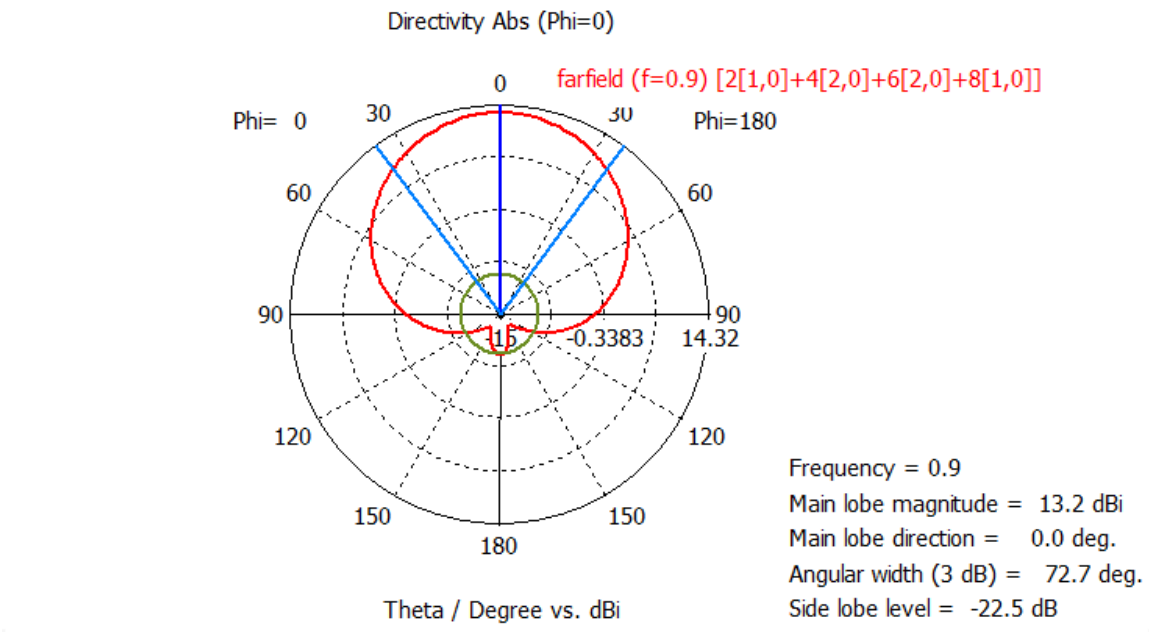


Figura 5.34 Diagrama de radiación en polares con $\phi = 0^\circ$ para $f = 900\text{MHz}$, $\alpha = 0^\circ$ y puerto número 2

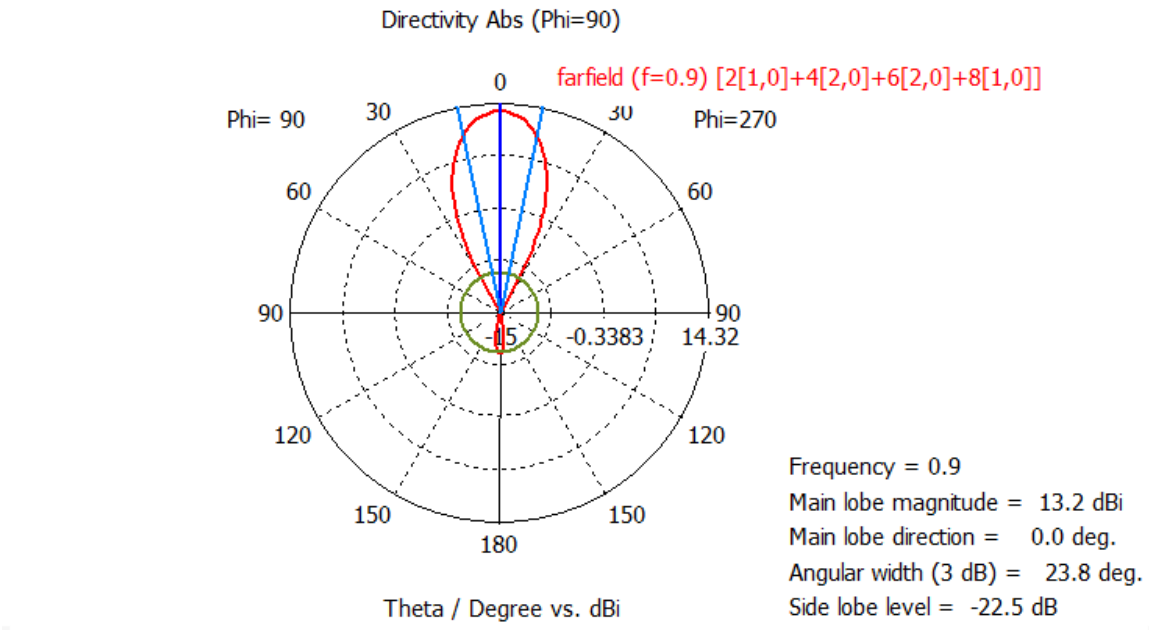


Figura 5.35 Diagrama de radiación en polares con $\phi = 90^\circ$ para $f = 900\text{MHz}$, $\alpha = 0^\circ$ y puerto número 2

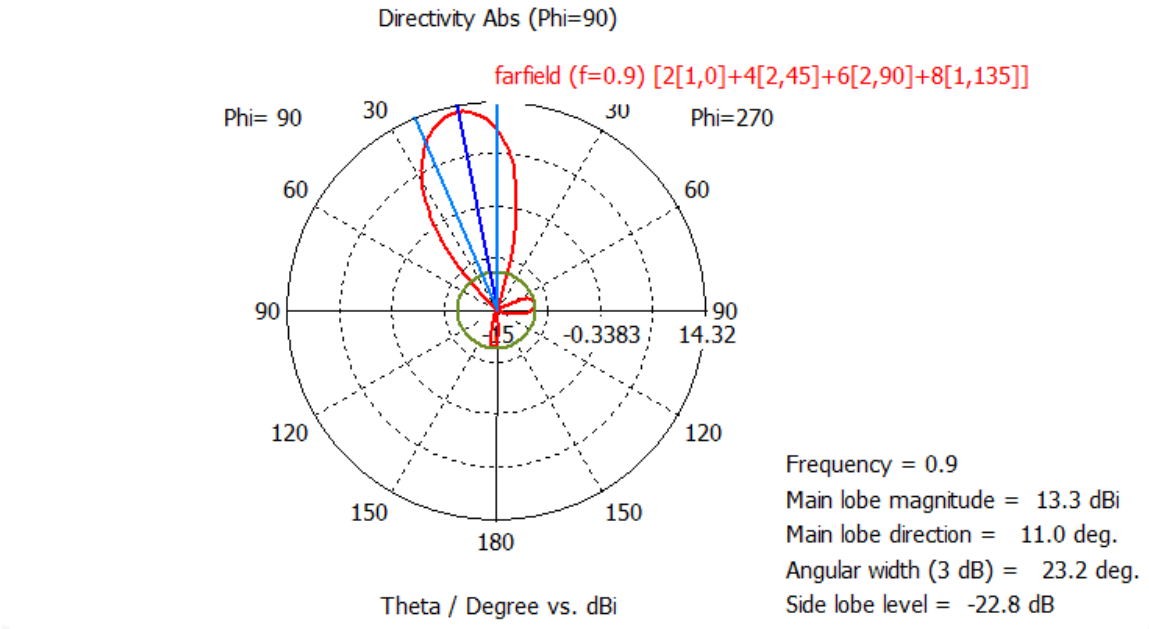


Figura 5.36 Diagrama de radiación en polares con $\phi = 90^\circ$ para $f = 900\text{MHz}$, $\alpha = 45^\circ$ y puerto número 2

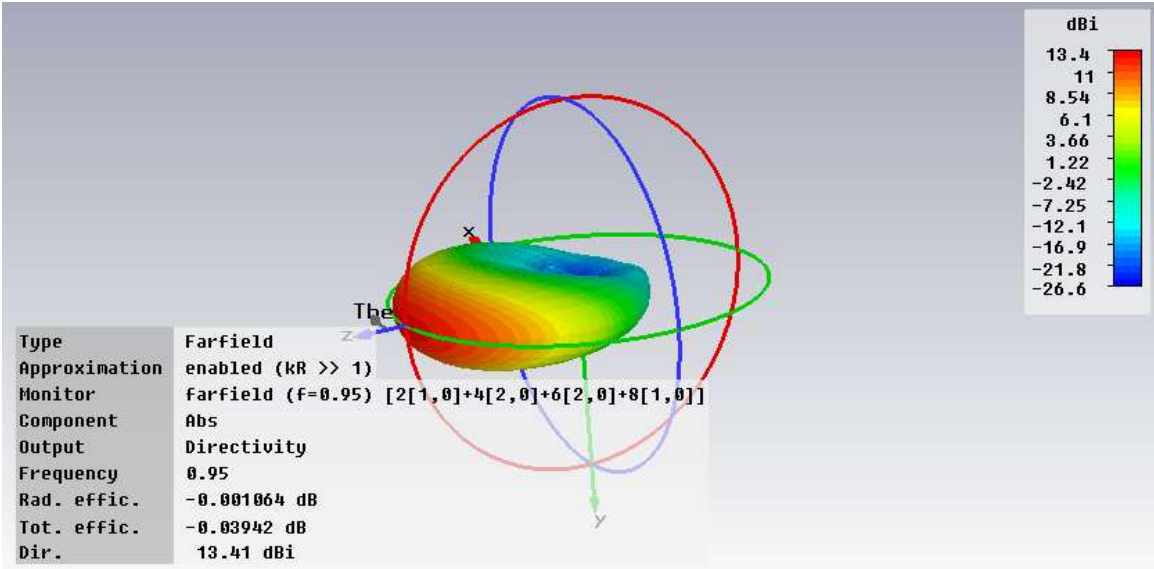


Figura 5.37 Diagrama de radiación en 3D para $f = 950\text{MHz}$, $\alpha = 0^\circ$ y puerto número 2

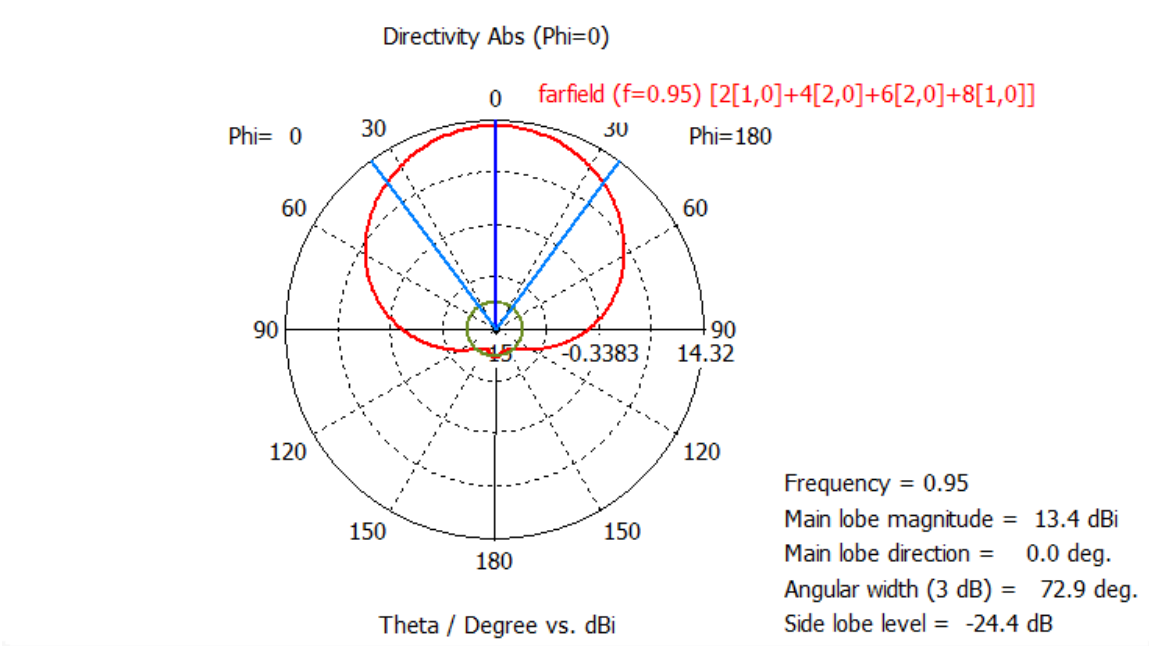


Figura 5.38 Diagrama de radiación en polares con $\phi = 0^\circ$ para $f = 950\text{MHz}$, $\alpha = 0^\circ$ y puerto número 2

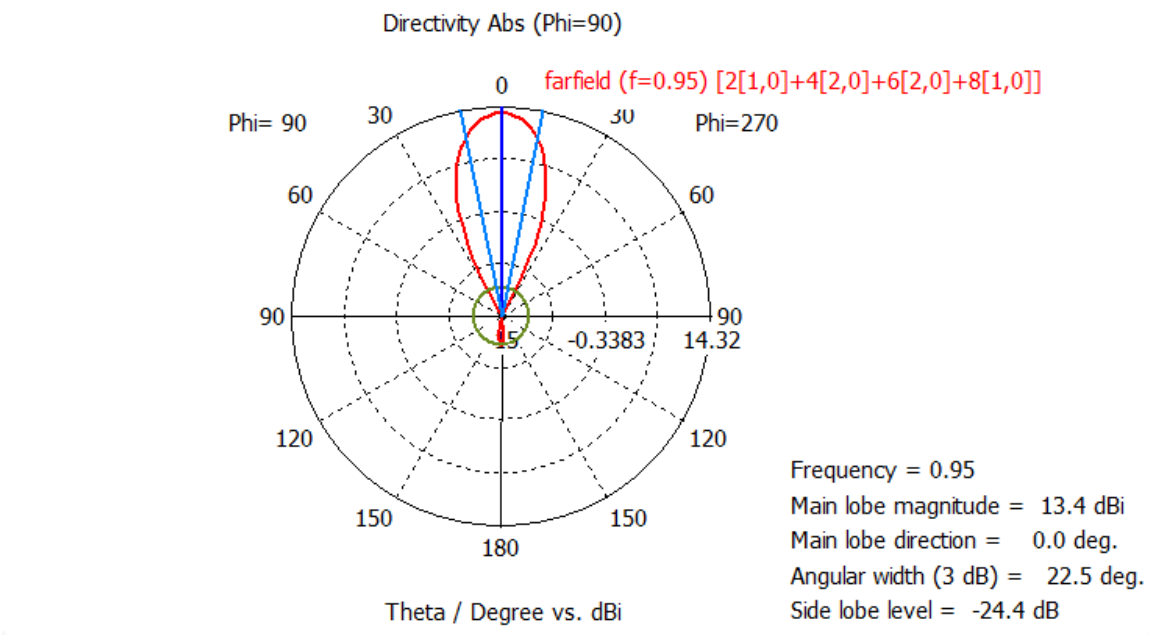


Figura 5.39 Diagrama de radiación en polares con $\phi = 90^\circ$ para $f = 950\text{MHz}$, $\alpha = 0^\circ$ y puerto número 2

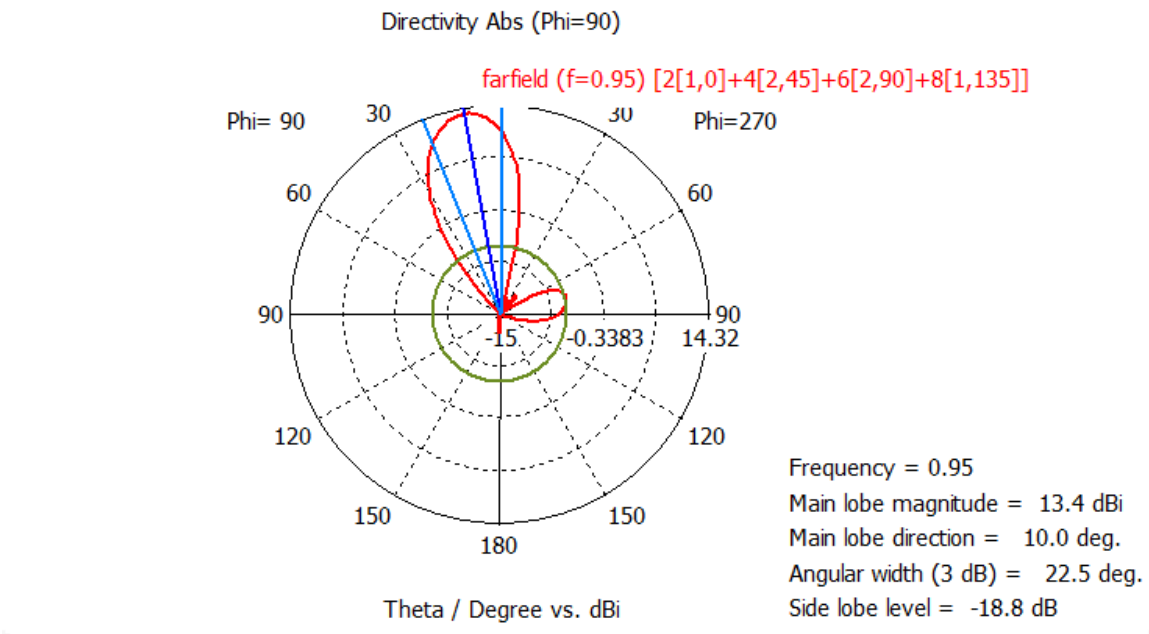
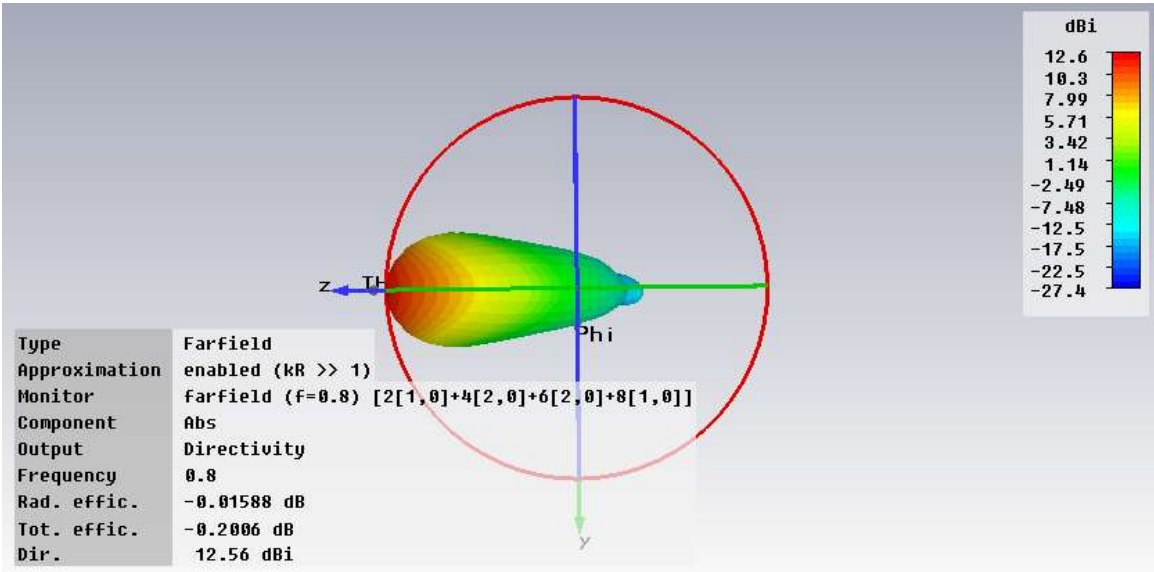
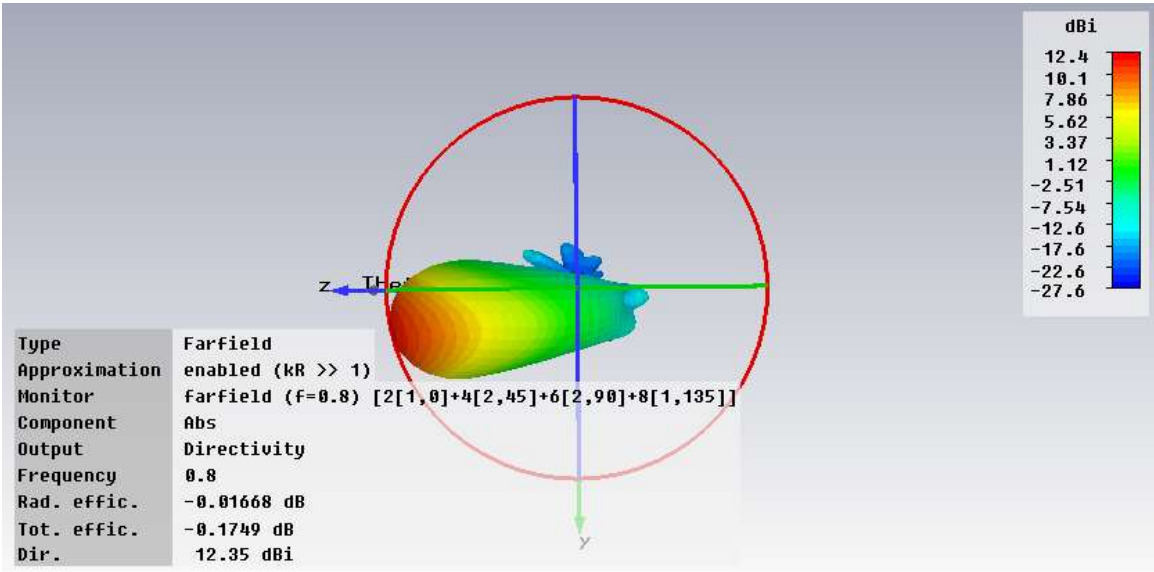


Figura 5.40 Diagrama de radiación en polares con $\phi = 90^\circ$ para $f = 950\text{MHz}$, $\alpha = 45^\circ$ y puerto número 2



(a)



(b)

Figura 5.41 Diagramas de radiación en 3D para $f = 800\text{MHz}$, $\alpha = 0^\circ$ (a) y $\alpha = 45^\circ$ (b) para el puerto número 2

Una vez mostrados los resultados de las simulaciones en las anteriores figuras se pueden sacar las primeras conclusiones de lo que es el objetivo final de este proyecto. Comparando los resultados obtenidos con los requisitos fijados en un principio, vemos que nos hemos ceñido en todos los aspectos cumpliéndolos e incluso mejorándolos en algún caso.

Si comenzamos por el tamaño obtenido, teniendo en cuenta la separación escogida la antenna diseñada tiene un tamaño total de 1034 x 344 mm, mientras que la antenna referencia fabricada por Ryma tiene un tamaño de 1340 x 325 mm. Puede verse como son prácticamente igual de anchas (solo hay una diferencia de 2 cm), mientras que en la altura sí apreciamos diferencias sustanciales. La antenna obtenida en este trabajo es más de 30 cm más corta que la de referencia, es decir, es aproximadamente un 25% más pequeña. Justo este era uno de los principales objetivos, y era sacrificar un poco de ancho de haz vertical con tal de disminuir la antenna de tamaño, y el resultado ha sido una buena reducción. Sin embargo, y como ya se podía intuir, dicha reducción ha implicado sacrificar cierto ancho de haz vertical, obteniéndose en este caso un ancho de entre 20 y 24° para el puerto 1, y entre 23° y 26° para el puerto 2, y resultando de esta manera un ancho mayor que el de la antenna de referencia. En cuanto al ancho de haz horizontal, y como ya se sabía, está fijado por el ancho de la antenna elemental que forma el array, y ronda los 65°, exactamente igual que la antenna de referencia. La directividad, como también era de esperar al ser mayor el ancho de haz horizontal, ronda los 13 dBi, valor algo inferior al del array de referencia.

En cuanto al apuntamiento, la antenna de referencia está limitada entre 0° y 6° por debajo de la vertical del array, sin embargo, en el caso de este estudio, se ha diseñado para que la antenna conserve sus prestaciones entre los 0° y los 10° respecto a la vertical de la agrupación.

Si se observan ahora los niveles de SLL y FB Ratio obtenidos puede verse que se han conseguido resultados que cumplen con los requisitos. En cuanto al FB Ratio, se han obtenido valores superiores a los 25 dB por norma general, aunque en el peor de los casos se está en torno a los 22.5 dB, que sigue siendo mayor que los 22 dB de mínimo que se fijaron como umbral. Y respecto al SLL se han obtenido valores muy buenos, rondando normalmente el rango entre los 22 y 30 dB, y en el peor de los casos aproximadamente 18.5 dB, que nuevamente, está por encima de los 18 dB fijados como mínimo.

Finalmente queda por comentar el aislamiento entre puertos, que como puede verse en los parámetros S es bastante bueno, estando en todo momento por debajo de los -30 dB. Más adelante se expondrá cómo es posible intentar disminuir aun más este nivel de aislamiento.

5.3.3 Variación de los parámetros del Array

Se ha creído conveniente de nuevo completar el estudio de la antena con un estudio paramétrico para dejar claro cómo afectan e influyen en los cambios que se puedan producir en los parámetros del array. De nuevo estas simulaciones han sido realizadas con el software que se viene utilizando hasta ahora, CST Studio Suite.

Nuevamente los estudios realizados son sobre parámetros individuales, y en este caso tratarán en aumentar por un lado el espaciado entre antenas, usar otro tipo de alimentación, y aumentar el número de elementos del array.

A continuación se presentan las simulaciones realizadas junto con la explicación de los resultados obtenidos.

- Variación del espaciado entre antenas d

En este caso se ha incrementado el espaciado d entre antenas, para demostrar cómo efectivamente aparecen los grating lobes de los que ya se habló en el apartado de diseño del array. En las siguientes figuras, en las que se ha usado una separación de 280 mm, (únicamente se muestran las simulaciones para el puerto 1 ya que las del puerto 2 son similares) puede verse cómo el nivel de SLL aumenta de manera considerable incumpliendo de manera clara los requisitos especificados sobre todo en las altas frecuencias, y demostrando de esta manera, como efectivamente tenemos un límite superior en d como se comentó en anteriores puntos.

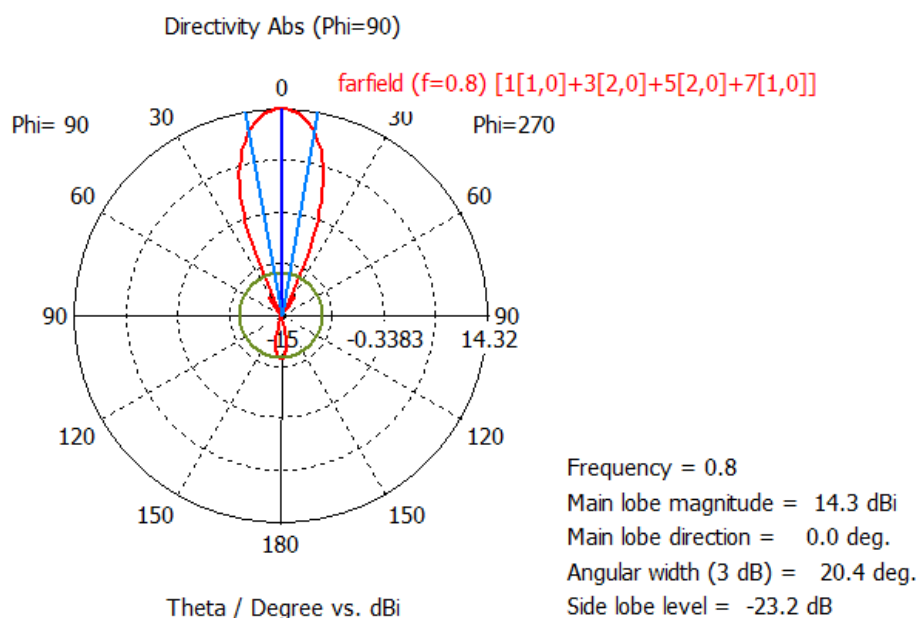


Figura 5.42 Diagrama de radiación en polares con $\phi = 90^\circ$ para $f = 800\text{MHz}$, $\alpha = 0^\circ$, $d = 280\text{ mm}$ y puerto número 1

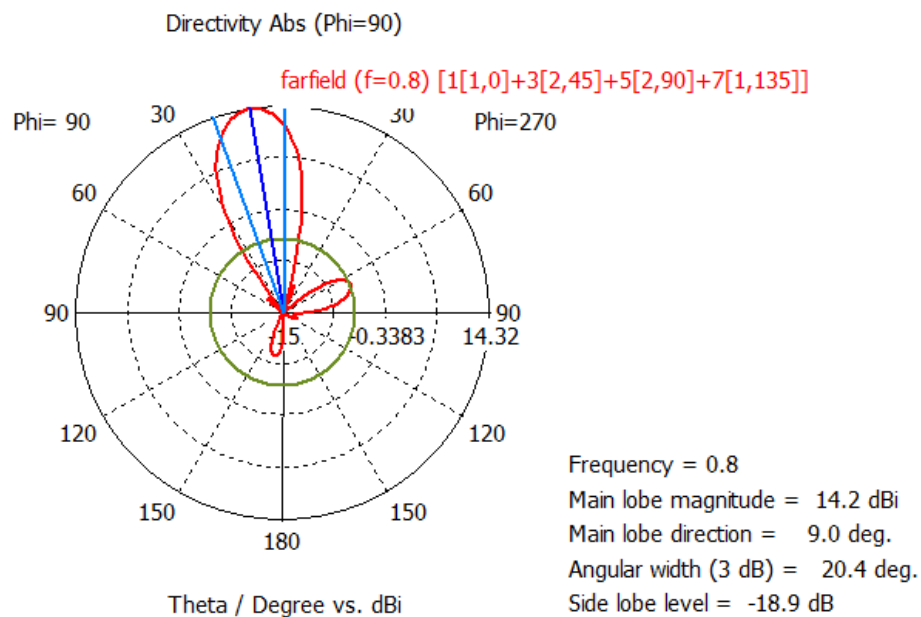


Figura 5.43 Diagrama de radiación en polares con $\phi = 90^\circ$ para $f = 800\text{MHz}$, $\alpha = 45^\circ$, $d = 280\text{ mm}$ y puerto número 1

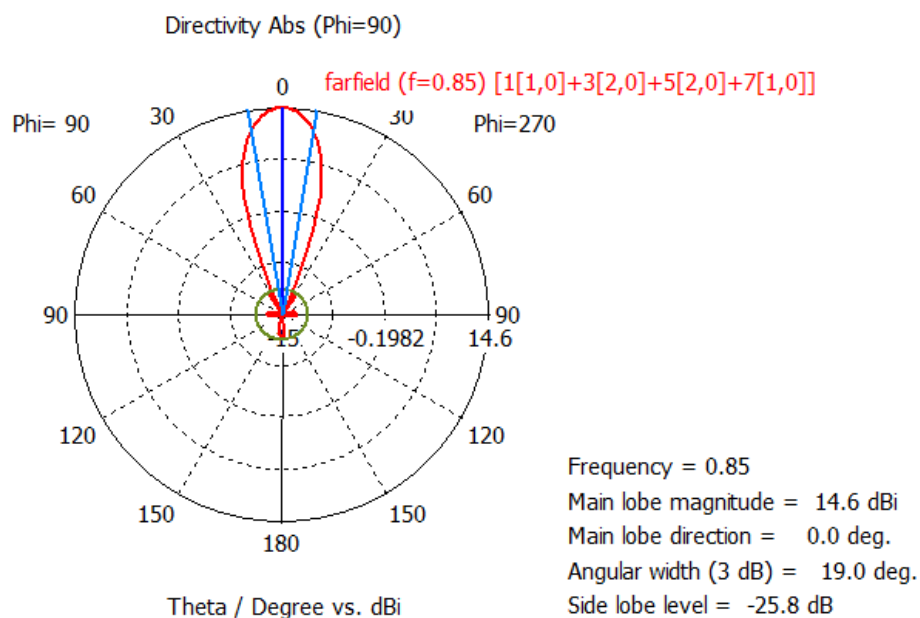


Figura 5.44 Diagrama de radiación en polares con $\phi = 90^\circ$ para $f = 850\text{MHz}$, $\alpha = 0^\circ$, $d = 280\text{ mm}$ y puerto número 1

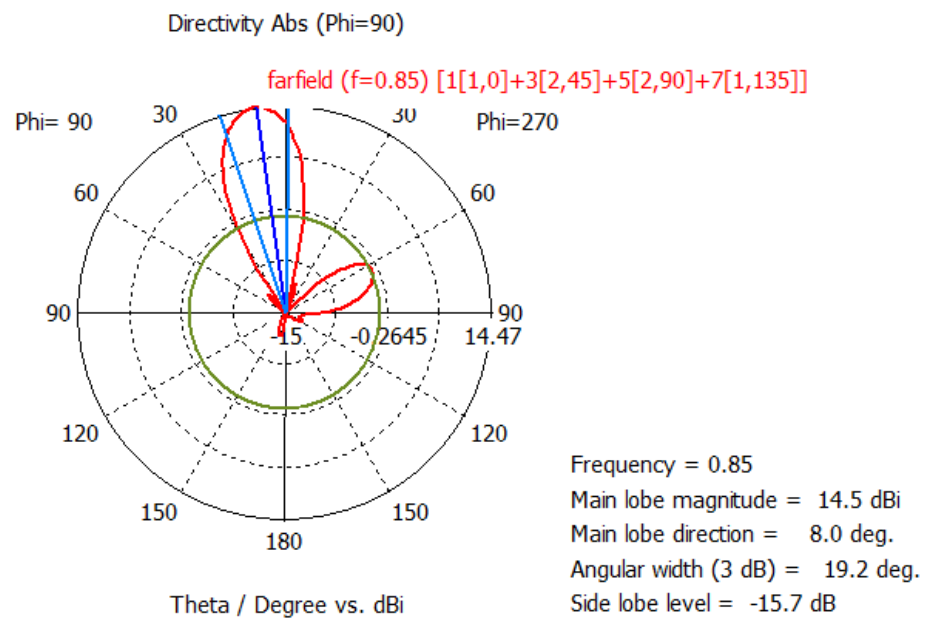


Figura 5.45 Diagrama de radiación en polares con $\phi = 90^\circ$ para $f = 850\text{MHz}$, $\alpha = 45^\circ$, $d = 280\text{ mm}$ y puerto número 1

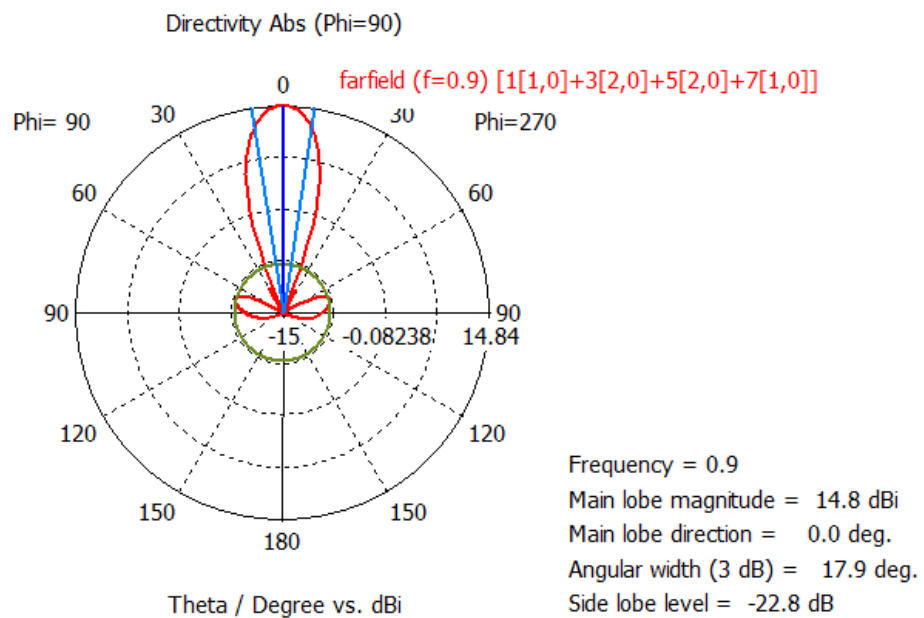


Figura 5.46 Diagrama de radiación en polares con $\phi = 90^\circ$ para $f = 900\text{MHz}$, $\alpha = 0^\circ$, $d = 280\text{ mm}$ y puerto número 1

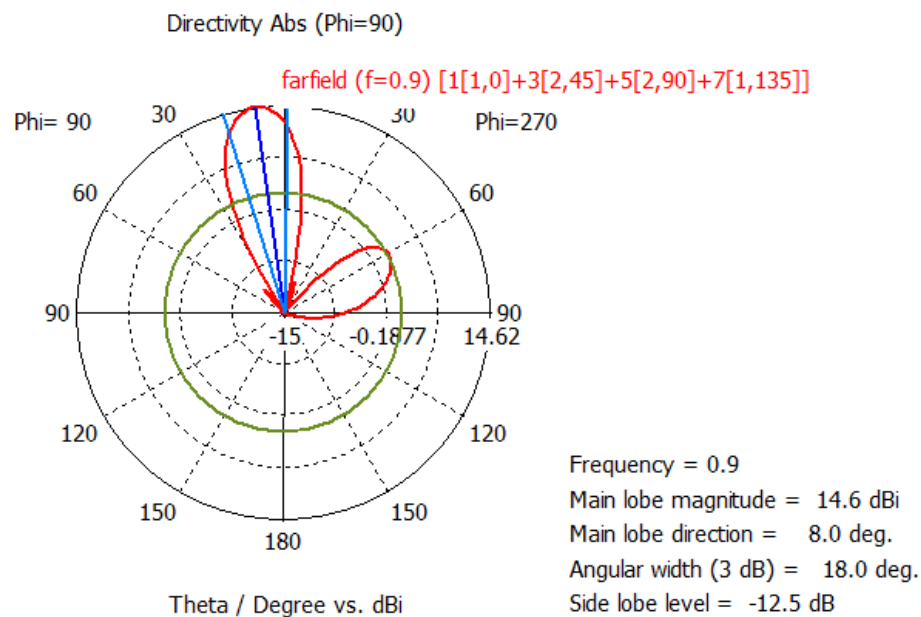


Figura 5.47 Diagrama de radiación en polares con $\phi = 90^\circ$ para $f = 900\text{MHz}$, $\alpha = 45^\circ$, $d = 280\text{ mm}$ y puerto número 1

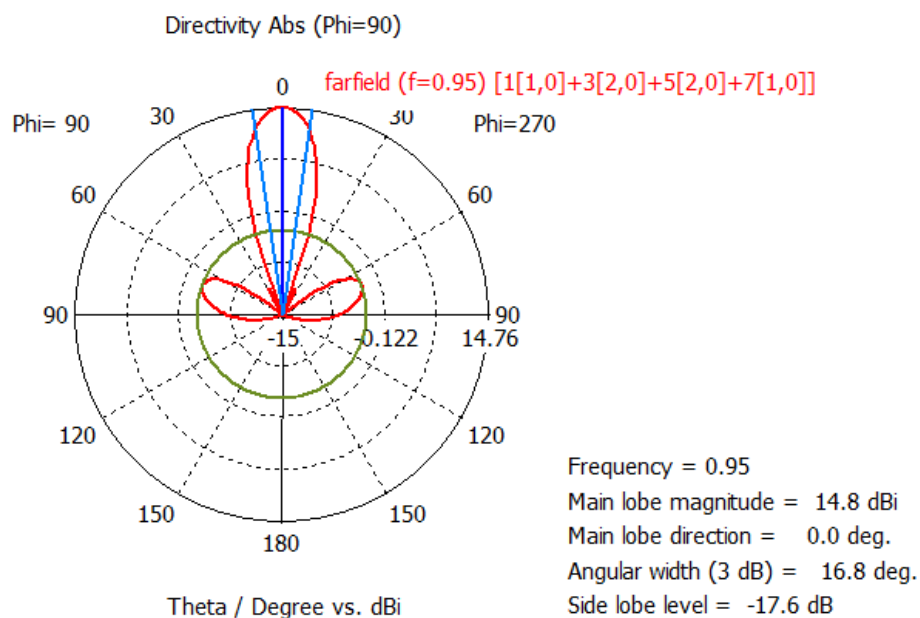


Figura 5.48 Diagrama de radiación en polares con $\phi = 90^\circ$ para $f = 950\text{MHz}$, $\alpha = 0^\circ$, $d = 280\text{ mm}$ y puerto número 1

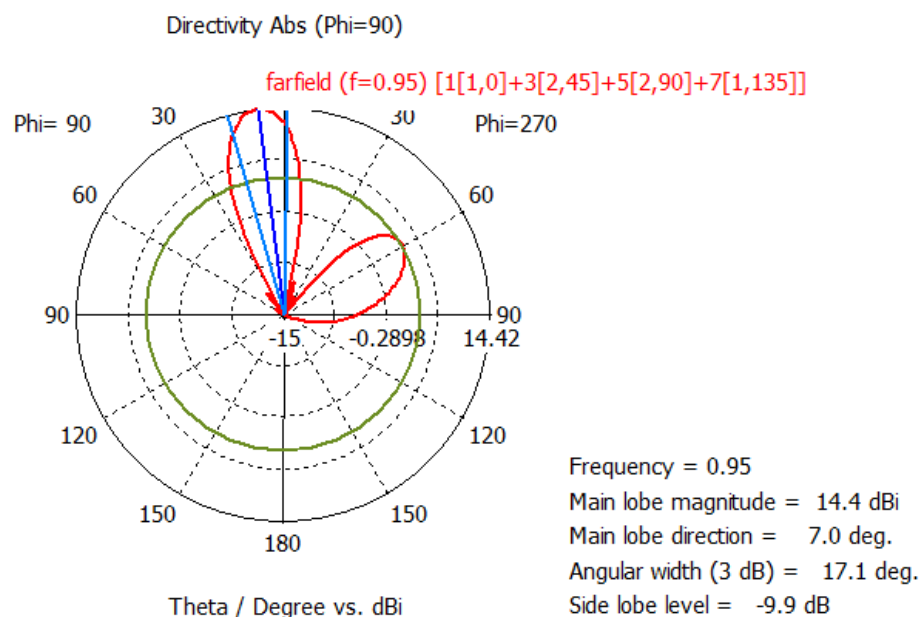


Figura 5.49 Diagrama de radiación en polares con $\phi = 90^\circ$ para $f = 950\text{MHz}$, $\alpha = 45^\circ$, $d = 280\text{ mm}$ y puerto número 1

También es destacable que para el valor de $\alpha = 0^\circ$, el SLL se mantiene prácticamente por encima de los 18dB, que precisamente es lo que cabía esperar ya que se calculó que la separación máxima d_{max} era de 281 cm. El problema aparece como ya se comentó al aumentar α , ya que al desplazar el margen visible se está cogiendo uno de los grating lobes contiguos como se ve en las figuras.

- Uso de otros tipos de alimentación

En anteriores puntos también se estudiaron diferentes tipos de alimentación llegando a la conclusión de que la uniforme era la que mayor directividad presentaba, sin embargo, se acabó por escoger una alimentación triangular ya que la uniforme no nos proporciona el valor de SLL que viene fijado en los requisitos. En este punto se pretende mostrar de manera tangible como exactamente al usar alimentaciones uniformes nos es imposible cumplir con el mínimo de SLL estipulado por el cual se acabó usando la alimentación triangular.

En las siguientes figuras se muestran las simulaciones del array implementado pero con alimentación uniforme. Nuevamente únicamente se muestran algunas simulaciones sobre el puerto número 1 al ser análogas a las del puerto 2.

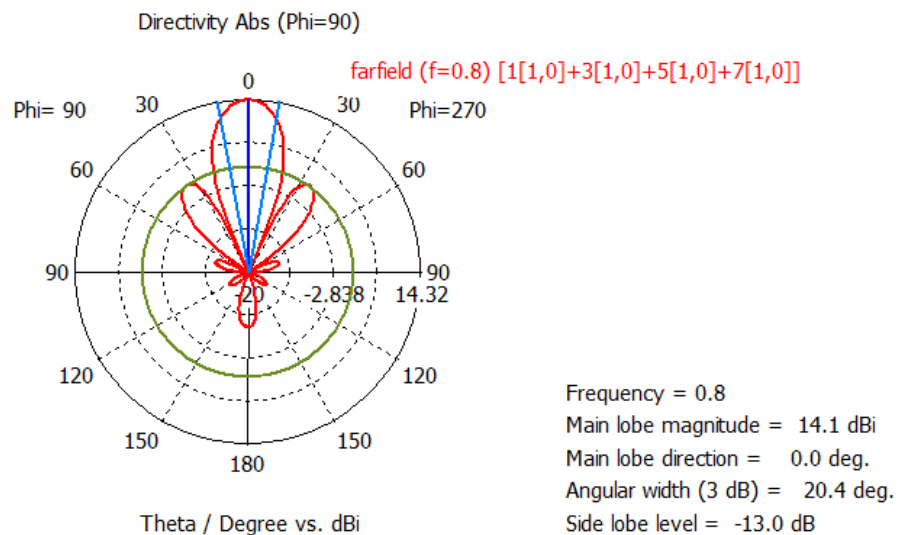


Figura 5.50 Diagrama de radiación en polares con $\phi = 90^\circ$ para $f = 800\text{MHz}$, $\alpha = 0^\circ$, alimentación uniforme y puerto número 1

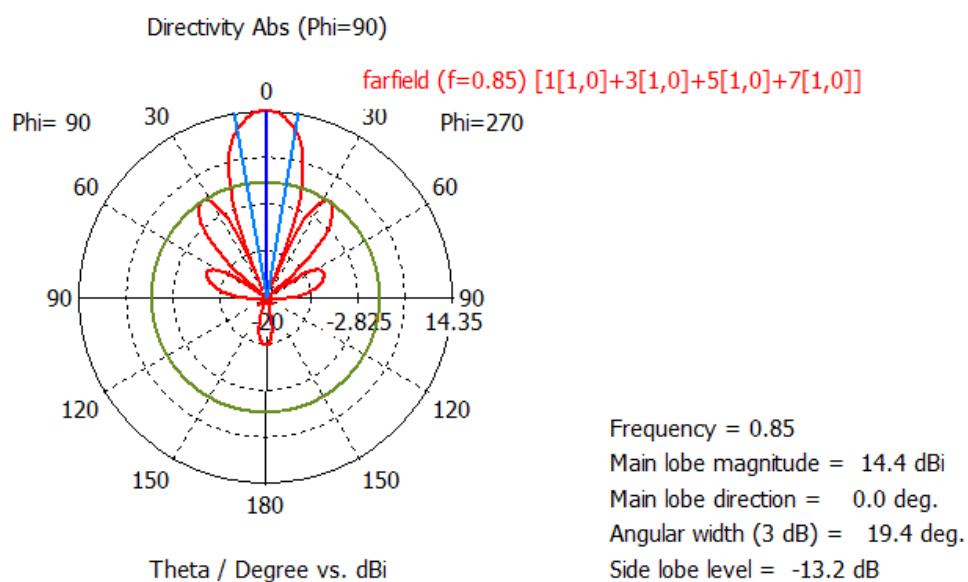


Figura 5.51 Diagrama de radiación en polares con $\phi = 90^\circ$ para $f = 850\text{MHz}$, $\alpha = 0^\circ$, alimentación uniforme y puerto número 1

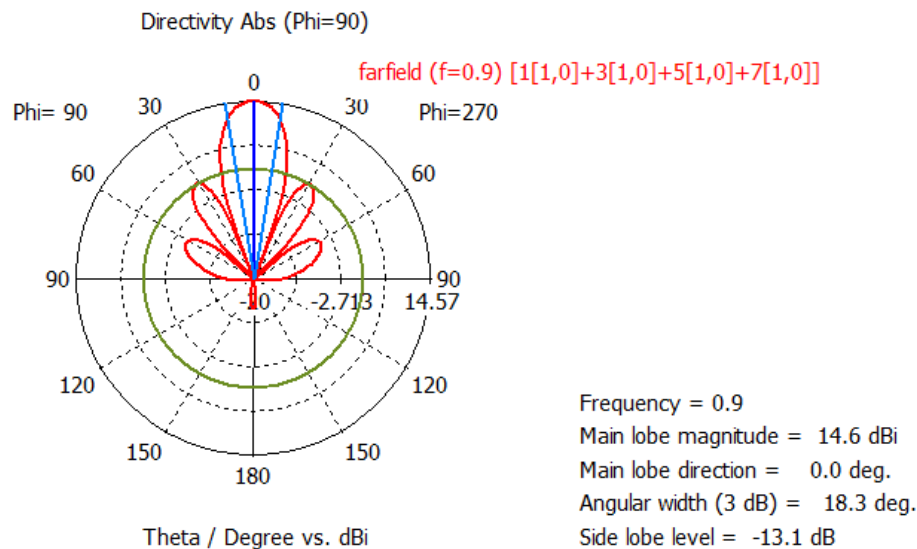


Figura 5.52 Diagrama de radiación en polares con $\phi = 90^\circ$ para $f = 900\text{MHz}$, $\alpha = 0^\circ$, alimentación uniforme y puerto número 1

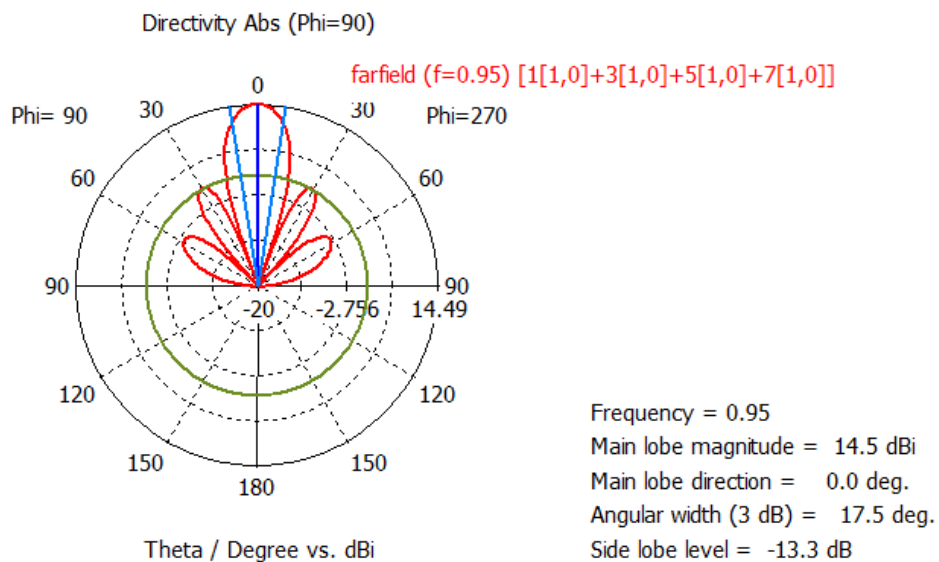


Figura 5.53 Diagrama de radiación en polares con $\phi = 90^\circ$ para $f = 950\text{MHz}$, $\alpha = 0^\circ$, alimentación uniforme y puerto número 1

- **Variación del número de elementos del array**

Finalmente, y viendo que la antena resultante es considerablemente inferior a la referencia, se ha probado a aumentar en 1 el número de elementos del array. En caso de usar 5 elementos el tamaño del array asciende a 1264 mm, que sigue siendo inferior al tamaño de referencia, manteniendo todas las propiedades del array de 4 elementos, pero en este caso obteniendo un ancho de haz vertical de entre 17° y 20° aproximadamente. A continuación puede verse el diagrama de radiación del plano vertical de dicho array para el puerto 1.

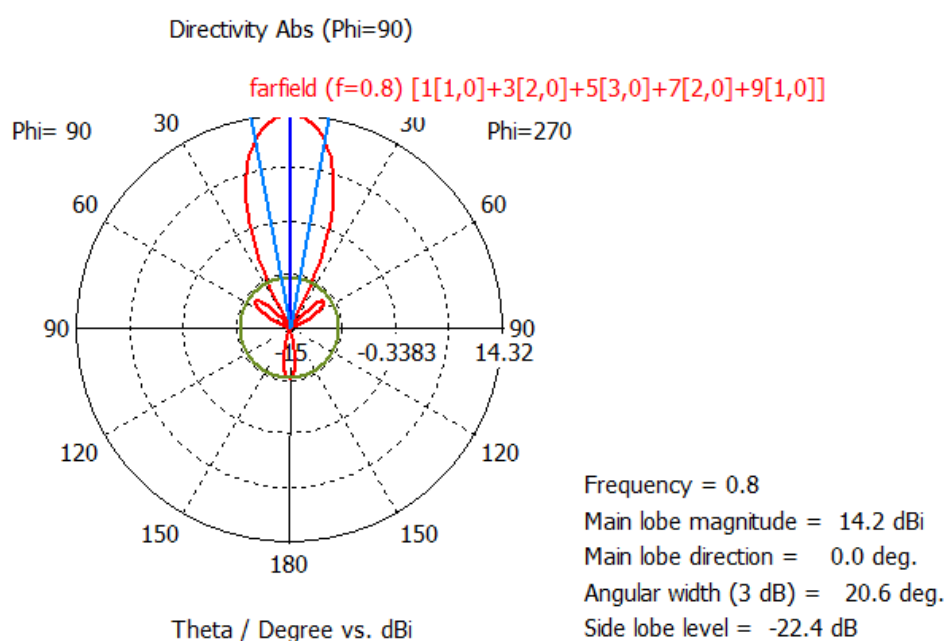


Figura 5.54 Diagrama de radiación en polares con $\phi = 90^\circ$ para $f = 800\text{MHz}$, $\alpha = 0^\circ$, 5 elementos y puerto número 1

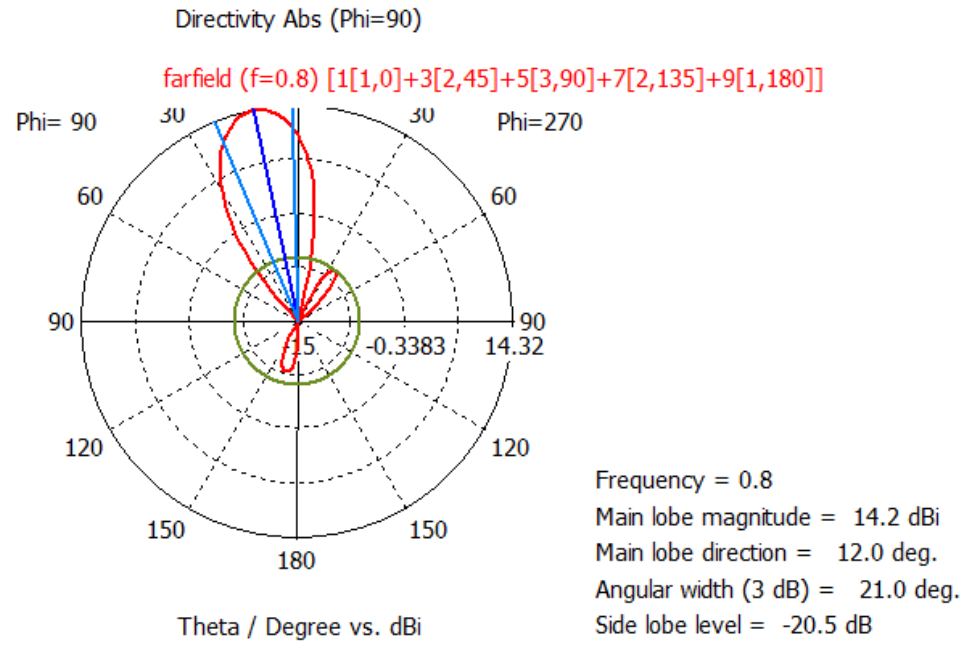


Figura 5.55 Diagrama de radiación en polares con $\phi = 90^\circ$ para $f = 800\text{MHz}$, $\alpha = 45^\circ$, 5 elementos y puerto número 1

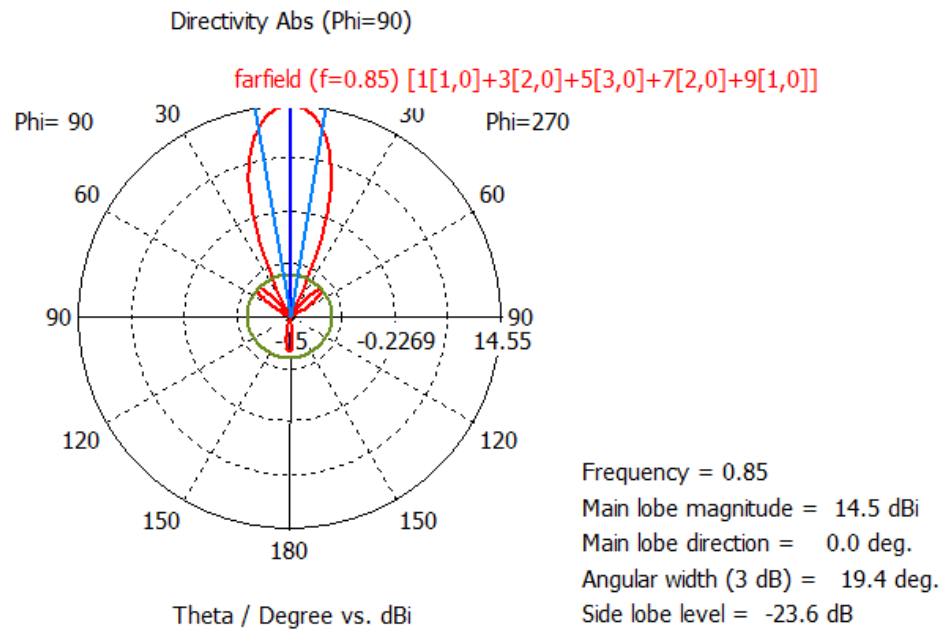


Figura 5.56 Diagrama de radiación en polares con $\phi = 90^\circ$ para $f = 850\text{MHz}$, $\alpha = 0^\circ$, 5 elementos y puerto número 1

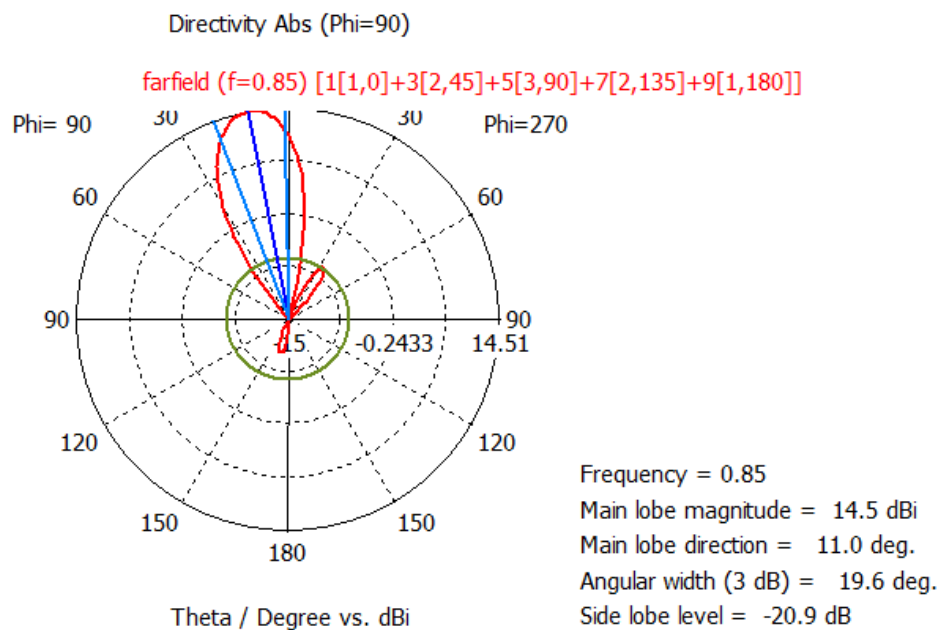


Figura 5.57 Diagrama de radiación en polares con $\phi = 90^\circ$ para $f = 850\text{MHz}$, $\alpha = 45^\circ$, 5 elementos y puerto número 1

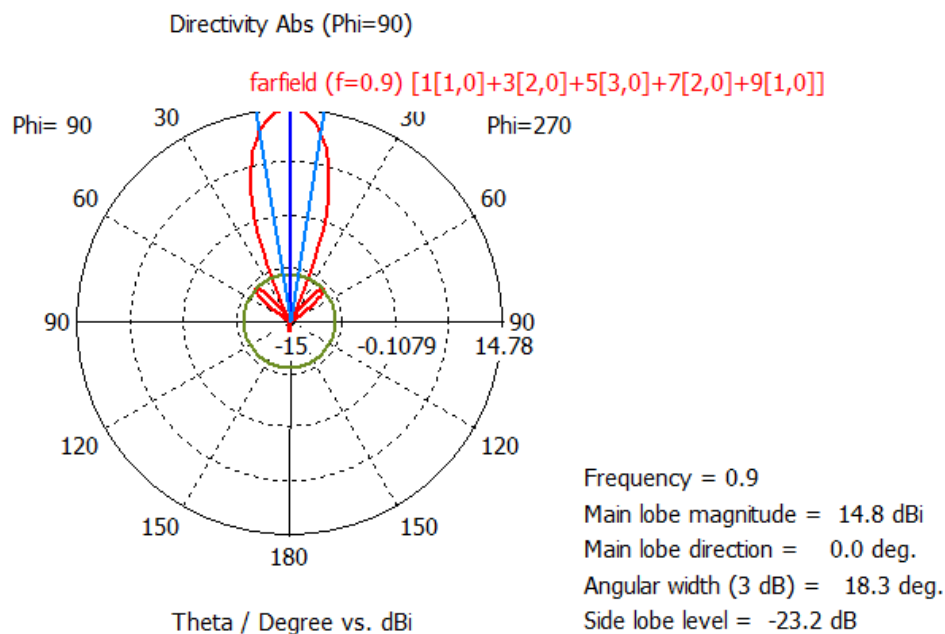


Figura 5.58 Diagrama de radiación en polares con $\phi = 90^\circ$ para $f = 900\text{MHz}$, $\alpha = 0^\circ$, 5 elementos y puerto número 1

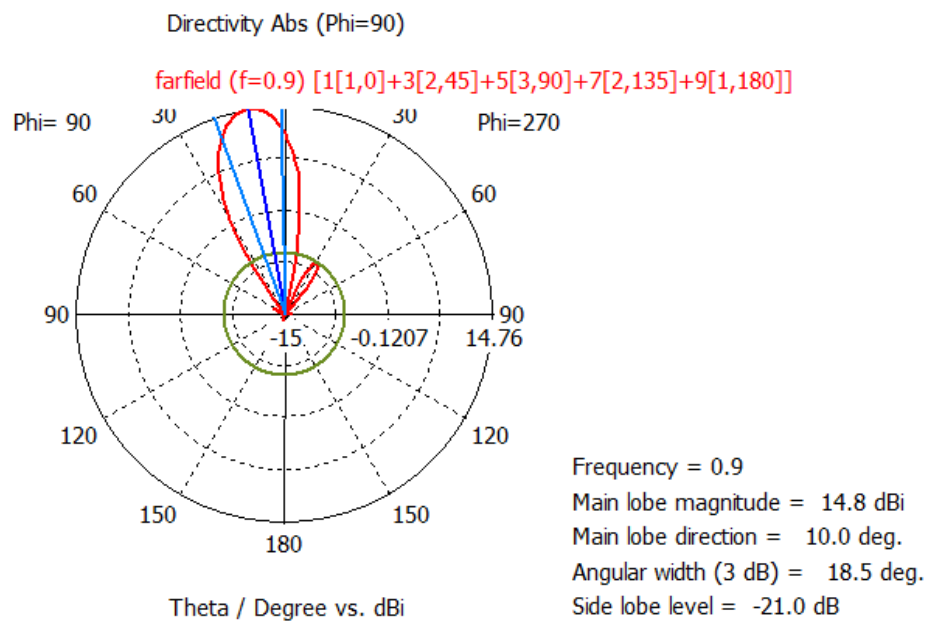


Figura 5.59 Diagrama de radiación en polares con $\phi = 90^\circ$ para $f = 900\text{MHz}$, $\alpha = 45^\circ$, 5 elementos y puerto número 1

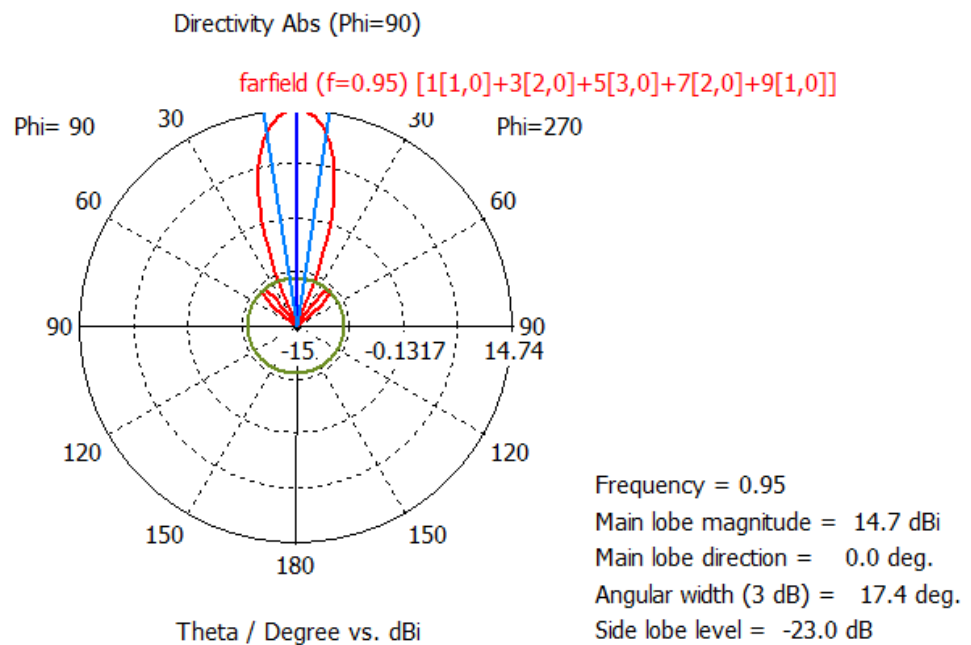


Figura 5.60 Diagrama de radiación en polares con $\phi = 90^\circ$ para $f = 950\text{MHz}$, $\alpha = 0^\circ$, 5 elementos y puerto número 1

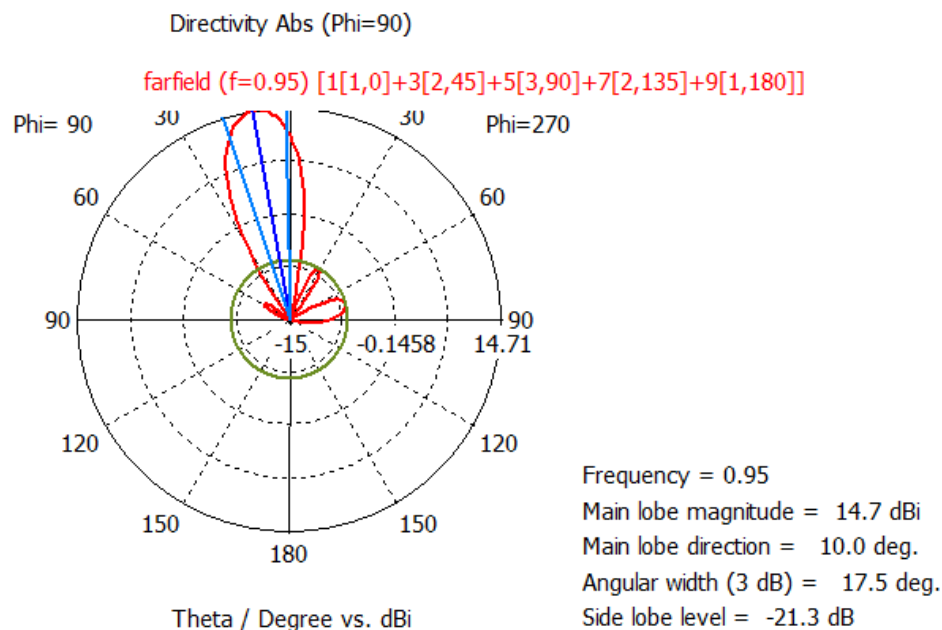


Figura 5.61 Diagrama de radiación en polares con $\phi = 90^\circ$ para $f = 950\text{MHz}$, $\alpha = 45^\circ$, 5 elementos y puerto número 1

Como ya se ha comentado en este caso se están obteniendo anchos de haz verticales inferiores que para el array de 3 elementos como cabía esperar. Dicha disminución del ancho de haz también conlleva un aumento de la directividad que, en este caso está alrededor de los 15 dBi. También puede observarse como se han reducido los niveles de SLL estando en todo momento por encima de los 21 dB. En resumen, se han obtenido mejores prestaciones que en el anterior modelo pero sacrificando algo de tamaño, ya que este array es 23 cm más largo que el anterior.

5.4 Conclusiones

Una vez finalizado este capítulo, se va a poder comentar por fin los resultados finales que se han obtenido. El objetivo que se venía persiguiendo era la elaboración de un array de banda ancha, con un ancho de banda de entre el 20% y el 25%, para telefonía móvil, ya sea en la banda de 790-960 MHz o la de 1700-2200 MHz. Finalmente y debido a los resultados del apartado 4, se decidió construir dicho array con la antena del modelo 1 que se corresponde con la banda de 790 a 960 MHz.

Analizando los resultados, como se acaba de hacer en anteriores puntos, puede verse que los resultados están todos dentro de lo esperado. El array obtenido presenta un comportamiento muy bueno para este tipo de aplicaciones, aunque solamente podrá usarse en situaciones que no se necesiten anchos de haz verticales muy estrechos.

Dicho array presentaba unos niveles de adaptación aproximados de -20 dB en casi toda la banda, un aislamiento entre puertos inferior en todo caso a los -30dB que se aconsejan en este tipo de aplicaciones y unos niveles de radiación trasera y de lóbulos secundarios muy pequeños, superando en todo caso los -22 dB y -18 dB respectivamente. Todos estos datos están dentro de lo esperado en este tipo de sistemas y cumplen satisfactoriamente con los requisitos prefijados, incluso mejorando dichos requisitos en algunos casos.

Respecto a los anchos de haz y como acabamos de comentar, quizás el punto flojo de esta antena es el ancho de haz vertical que está entre los 20 y 27°. En cuanto al ancho de haz horizontal, los resultados son equivalentes a la antena de referencia y en general a los requeridos para este tipo de aplicaciones, siendo aproximadamente de entre 65° y 75°.

En cuanto a la directividad, se ha obtenido valores aproximados de 13 dBi, siendo algo inferior a la de la antena de Ryma tomada como referencia, aunque es algo normal teniendo en cuenta que se han obtenido anchos de haz mayores.

Si pasamos a hablar del modelo de 5 elementos presentado al final de este capítulo, vemos que seguimos obteniendo muy buenos resultados, incluso mejores que para el array de 3 elementos, mejorando el ancho de haz vertical con unos valores de entre 17° y 20° aproximadamente y manteniendo el tamaño total por debajo del array de referencia.

Otro punto importante de esta antena es que dispone de dos puertos, de similares características, integrados ambos en el mismo array, pudiendo de esta manera obtener polarizaciones lineales ortogonales con la misma antena, lo cual está muy valorado en este tipo de aplicaciones de telefonía móvil ya que es una técnica bastante usada.

Con todo esto, se puede decir que los resultados obtenidos son satisfactorios, habiendo obtenido dos modelos más pequeños que la antena de referencia, manteniendo y mejorando todas las prestaciones excepto el ancho de haz vertical, donde se ha tenido que sacrificar un poco. Por ello, se puede concluir que este tipo de arrays, y como ya se ha comentado, podrán usarse cuando se necesiten antenas ciertamente más pequeñas y el ancho de haz no sea demasiado importante.

Capítulo 6

Conclusiones y futuras líneas de trabajo

6.1 Conclusiones

En este proyecto se ha tratado de aprovechar algunas de las ventajas que tienen las denominadas antenas de banda estrecha, y en concreto de los parches, intentando conseguir antenas de banda ancha a partir de éstas, para más tarde formar un array con ellas. De esta forma se intenta mejorar las antenas de banda ancha ya existentes y que están basadas en antenas de tipo dipolo, sumándoles algunas ventajas de las antenas resonantes y, en particular para este trabajo, aumentando su ganancia.

Para ello se ha llevado a cabo un primer y amplio estudio en el capítulo 2 sobre diversas antenas de banda ancha existentes basadas, como se acaba de decir, en estructuras de tipo dipolo, para más tarde tratar de obtener prestaciones parecidas a éstas con antenas resonantes de tipo parche.

En el tercero de los capítulos se han repasado un poco más a fondo las antenas de tipo parche y se ha estudiado un método en concreto para obtener estructuras de banda ancha con este tipo de antenas.

Una vez estudiadas estas estructuras y la metodología para obtenerlas, se ha pasado a diseñar una antena basada en los anteriores estudios con el objetivo de cumplir ciertas prestaciones, que básicamente son:

- Tamaños pequeños para así poder reducir el array final.
- Anchos de haz no demasiado grandes para no perder demasiada directividad en el array.
- Aumentar la ganancia respecto a las antenas de banda ancha basadas en dipolos obteniendo el ancho de banda necesario

Para ello se han diseñado y simulado tres modelos distintos, de los cuales finalmente se ha escogido el que mejor resultados ha presentado. En este caso ha sido el modelo 1, el cual se ha visto que presenta un muy buen rendimiento, ajustándose al ancho de banda prefijado de 790 a 960 MHz, con unos muy buenos niveles de adaptación y también buenos niveles de aislamiento, radiación trasera y lóbulos secundarios. Como era de esperar, la ganancia de dicha antena también es considerablemente superior a las antenas estudiadas en el capítulo 2, y su diagrama de radiación de tipo pincel está dentro de lo esperado para este tipo de antenas.

Tras obtener un buen prototipo de antena para la construcción de un array, finalmente se dio paso al diseño de éste. En el quinto de los capítulos se comentan los resultados obtenidos para el diseño final, comparándolo con una antena de referencia adjuntada en el anexo 2.

En resumen, de este estudio, y después de todo el trabajo realizado, se puede concluir que:

- Se ha conseguido obtener un elemento radiante con un ancho de banda relativamente grande (en torno al 20-25%) a partir de estructuras resonantes, de pequeñas dimensiones, y aumentando la ganancia respecto a las antenas de banda ancha construidas con estructuras de tipo dipolo.
- Se ha logrado diseñar un array con la antena obtenida que es relativamente más pequeño (aproximadamente un 25%) que las antenas comerciales de telefonía móvil actuales, manteniendo todas las prestaciones, e incluso mejorando algunas, sacrificando en cierta manera el ancho de haz vertical, el cual se sitúa entre los 20° y 26° aproximadamente.
- Se ha mostrado un tipo de antena idónea para escenarios en los que el ancho de haz no es un parámetro crucial, pero se necesitan antenas más pequeñas de lo normal y que además sean capaces de otorgar polarizaciones lineales ortogonales, reduciendo de esta manera aun más el conjunto de la estación base.

Por tanto, con este trabajo se pone de manifiesto que merece la pena seguir investigando en nuevas estructuras para este tipo de aplicaciones, ya que es posible seguir reduciendo tamaños en las antenas que conforman las estaciones base de telefonía,

ayudando de esta manera a superar una de las mayores limitaciones que tienen estas estaciones, que es su gran tamaño y poca flexibilidad.

6.2 Líneas futuras de trabajo

Las líneas de trabajo que se pueden desarrollar en el futuro para continuar este trabajo son las siguientes:

- Tratar de utilizar sustratos de bajo coste manteniendo los requisitos planteados, ya que los sustratos de microondas de altas prestaciones además de ser caros son pesados, justo dos puntos que se desean evitar.
- Estudiar la manera de reducir el acoplo entre puertos, situado actualmente por debajo de los -30 dB, para tratar de bajarlo por debajo de los -40 dB, por ejemplo tratando de mejorar el puente de aire de las líneas microstrip.
- Estudiar la manera de reducir la radiación trasera de la antena, que aunque no es demasiado elevada, siempre conviene que sea lo más pequeña posible, por ejemplo con el encajonamiento de los parches, jugando con los dispersores o aumentando el plano de masa (para esto último habría que simplemente añadir a cada línea de entrada un tramo de línea $\lambda/2$).
- Tratar de conseguir un buen modelo de antena elemental para la banda superior de frecuencias (1700 – 2200 MHz) usando algún otro sustrato de microondas de altas prestaciones para las líneas de alimentación, para finalmente de diseñar un array con un buen funcionamiento en estas frecuencias, que serán las que alberguen la banda 1800 de LTE (cuarta generación de telefonía móvil) en un futuro no muy lejano.
- Por supuesto, construir la antena elemental y el array diseñados para poder medir sus resultados y prestaciones una vez que estén funcionando de manera real.

Glosario

IEEE	<i>Institute of Electrical and Electronics Engineers</i>
ROE	<i>Relación de onda estacionaria</i>
VSWR	<i>Voltage standing wave ratio</i>
UHF	<i>Ultra High Frequency</i>
HFSS	<i>High-Frequency Structure Simulator</i>
PICA	<i>Planar Inverted Cone Antenna</i>
diPICA	<i>dipole PICA</i>
LPdiPICA	<i>low profile diPICA</i>
UWB	<i>Ultra Wideband</i>
TDT	<i>Televisión digital terrestre</i>
GSM	<i>Global System for Mobile Communications</i>
3G	<i>Tercera generación</i>
LTE	<i>Long term evolution</i>
3D	<i>Tres dimensiones</i>
F/B Ratio	<i>Front-to-back ratio</i>
SLL	<i>Side lobe level</i>
NLPS	<i>Nivel del lóbulo principal a secundario</i>
BTS	<i>Base transceiver station</i>
FA	<i>Factor de array</i>

Referencias

- [1] Antenna Standards Committee of the IEEE Antennas and Propagation Society, “IEEE Standard Definitions of Terms for Antennas”, *IEEE Std 145-1993*, The Institute of Electrical and Electronics Engineers, Inc, New York, 1993.
- [2] W. L. Stutzman and G.A. Thiele, “Antenna Theory and Design 2nd edition”, John Wiley & Sons, New York, 1998.
- [3] George H. Brown and O. M. Woodward Jr., “Experimentally Determined Radiation Characteristics of Conical and Triangular Antennas,” *RCA review*, vol. 13, pp.425-452, December 1952.
- [4] M. C. Bailey, “Broad-Band Half-Wave Dipole,” *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*,” Vol. AP-32, No. 4, pp. 410-412, April 1984.
- [5] Y. Mushiake, “Self-complementary Antennas”, Springer-Verlag, Berlin, 1996.
- [6] R. Johnson, editor, “Antenna Engineering Handbook”, McGraw-Hill, 1993.
- [7] R. Johnson, editor, “Antenna Engineering Handbook”, McGraw-Hill, 1993.
- [8] R. H. Duhamel, “Dual Polarized Sinuous Antennas,” *U.S. Patent 4,658,262*, April 14, 1987.
- [9] P. P. Hammoud and F. Colomel, “ Matching the input impedance of a broadband disc monopole,” *Electronics Letters*, Vol. 29, pp. 406-407, Feb. 1993.
- [10] J. A. Evans and M. J. Ammann, “Planar Trapezoidal and Pentagonal monopoles with impedance bandwidth in excess of 10:1,” *IEEE International Symposium Digest (Orlando)*, Vol. 3, pp. 1558-1559, 1999.
- [11] R. M. Taylor, “A broadband Omni-directional Antenna,” *IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium Digest (Seattle)*, Vol. 2, pp. 1294 – 1297, June 1994.

- [12] Seong-Youp Suh, “A Comprehensive Investigation of New Planar Wideband Antennas”, July 2002.
- [13] J. R. Nealy, “Foursquare Antenna Radiating Element,” *U.S. Patent No. 5,926,137*, July 20, 1999. VTIP Ref. 96-056.
- [14] Constantine A. Balanis, “Antenna Theory: Analysis and Design” John Wiley, 1996.
- [15] Constantine A. Balanis, “Modern Antenna Handbook” John Wiley, 2008.
- [16] Zürcher , Jean – Francois, y Fred E. Gardiol, “Broadband patch antennas”, Norwood: Artech house, 1995.
- [17] Kin-Lu Wong, “Compact and broadband microstrip antennas”, John Wiley, 2002.
- [18] John L. Volakis, “Antenna engineering handbook”, McGraw-Hill, 2007.
- [19] Mariano Barba, “A High-Isolation, Wideband and Dual-Linear Polarization Patch Antenna” *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 56, no. 5, pp. 1472 1476, May 2008.
- [20] David. M. Pozar, “Microwave Engineering”. John Wiley & Sons, 2005.
- [21] Ángel Cardama y otros, “*Antenas*”, El Tinter, 2002

Anexo 1

Presupuesto

El proyecto se ha desarrollado en varias etapas. La primera consiste en llevar a cabo un cierto análisis del estado del arte del principal tema que se trata en este trabajo: *antenas planas de banda ancha*.

A continuación se pasó a realizar un estudio sobre los parches de banda ancha, que serían la base de la antena que se iba a construir. Una vez realizado dicho estudio, se diseñó un elemento radiante y se implementó su respectivo modelo software para llevar a cabo las simulaciones de los 3 modelos que se acabaron planteando. Para finalizar con esta parte se realizaron los estudios paramétricos del elemento simulado.

Después, se pasó a realizar un estudio sobre el uso y diseño de los arrays, para finalmente implementar un modelo software de un array sobre el que se llevarían a cabo las simulaciones.

Por último, y una vez realizadas las simulaciones del array, se analizaron los resultados obtenidos comparándolos con antenas comerciales para tener un punto de vista mas objetivo.

Todas las etapas mencionadas tienen su particular desarrollo y están plasmadas en el diagrama de Gantt que se muestra a continuación en la figura 9.1.

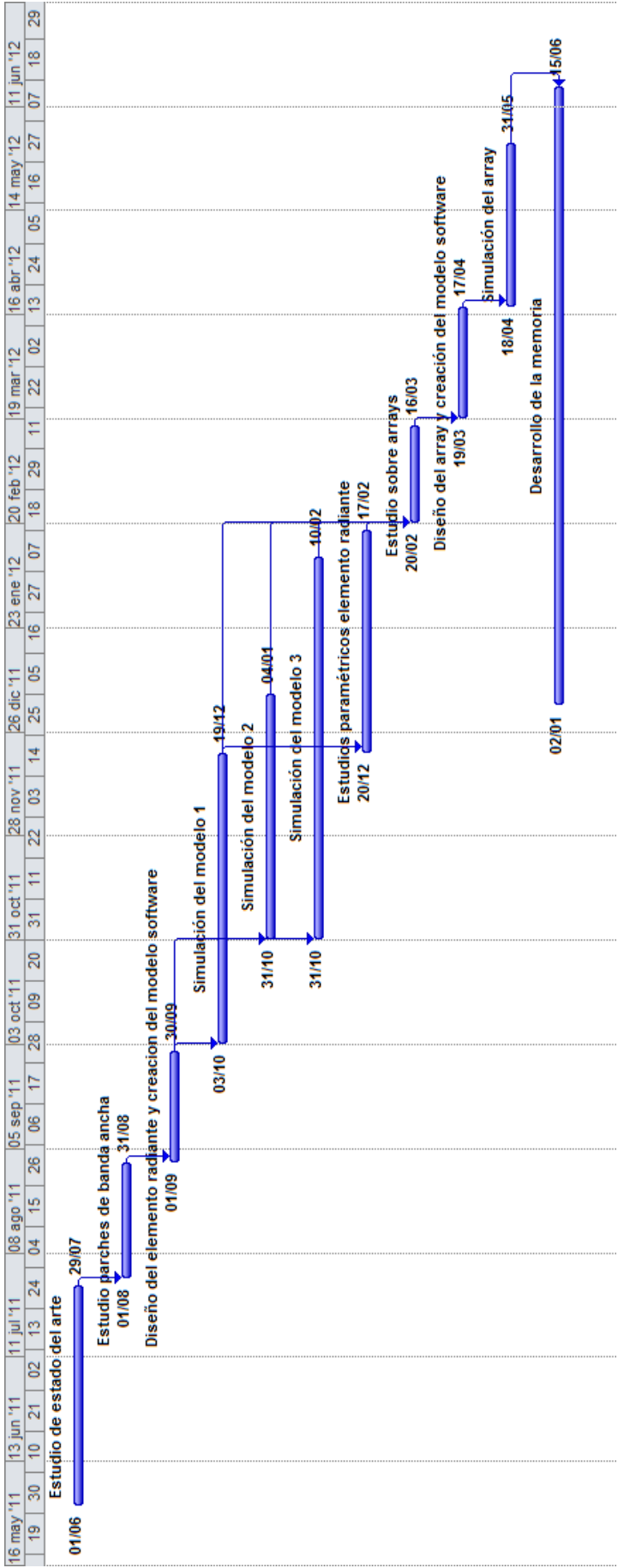


Figura 9.3 Diagrama de Gantt del proyecto

Anexo 1: Presupuesto

El desglose de costes de personal, costes de equipo y otros costes directos que han tomado partido en este proyecto, se encuentra en la siguiente tabla:



UNIVERSIDAD CARLOS III DE MADRID
Escuela Politécnica Superior

PRESUPUESTO DE PROYECTO

1 - Autor: Alberto Limón Jiménez

2 - Departamento: TSC

3 - Descripción del Proyecto:

- Título:

- Duración (meses): 12

Tasa de costes indirectos: 20%

4 - Presupuesto total del Proyecto (valores en Euros):

34.195 Euros

5 - Desglose presupuestario (costes directos)

PERSONAL

Apellidos y nombre:	N.I.F. (no rellenar - solo a título informativo)	Categoría	Dedicación: (hombres mes) ¹⁾	Coste hombre mes	Coste (Euro)	Firma de conformidad
Limón Jiménez, Alberto		Ingeniero	6,2	2.694,39	16.705,22	
Segovia Vargas, Daniel		Ingeniero Senior	0,67	4.289,54	2.874,00	
			Hombres mes 6,87	Total	19.579,22	

¹⁾ 1 Hombre mes = 131,35 horas. Máximo anual de dedicación de 12 hombres mes (1575 horas)
Máximo anual para PDI de la Universidad Carlos III de Madrid de 8,8 hombres mes (1.133 horas)

EQUIPOS

Descripción	Coste (Euro)	% uso dedicado proyecto	Dedicación (meses)	Periodo de depreciación	Coste imputable ²⁾
Ordenador	1.000,00	100	10	60	166,67
Software de simulación	2.500,00	100	10	60	416,67
					Total 583,33

²⁾ Fórmula de cálculo de la Amortización:

$$\frac{A}{B} \times C \times D$$

A = nº de meses desde la fecha de facturación en que el equipo es utilizado

B = periodo de depreciación (60 meses)

C = coste del equipo (sin IVA)

D = % del uso que se dedica al proyecto (habitualmente 100%)

SUBCONTRATACIÓN DE TAREAS

Descripción	Empresa	Coste imputable
		Total 0,00

OTROS COSTES DIRECTOS DEL PROYECTO³⁾

Descripción	Empresa	Costes imputable
		Total 0,00

³⁾ Este capítulo de gastos incluye todos los gastos no contemplados en los conceptos anteriores, por ejemplo: fungible, viajes y dietas, otros...

6 - Resumen de costes

Presupuesto Costes Totales	Presupuesto Costes Totales
Personal	19.579
Amortización	583
Subcontratación de tareas	0
Costes de funcionamiento	0
Costes indirectos	4.033
Total	24.195

Figura 9.4 Presupuesto del proyecto

Anexo 1: Presupuesto

Con todo, se puede concluir que el presupuesto total de este proyecto asciende a la cantidad de 24.195 €.

Anexo 2

Antenas comerciales de ejemplo

A continuación se muestran una serie de antenas comerciales del fabricante Ryma (catálogo de 2011) en la banda de 790-960 MHz.

Dichas antenas se adjuntan con el fin de tener una referencia real a la hora de estudiar las prestaciones de las simulaciones realizadas.



SINGLE-BAND PANEL ANTENNA

BAND 800+900

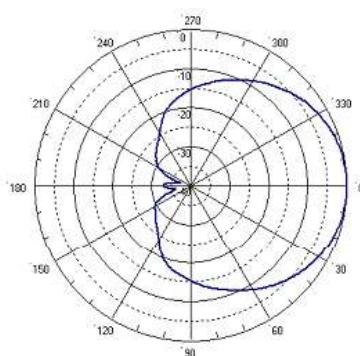
AT40-643TX NEW!

ELECTRICAL SPECIFICATIONS

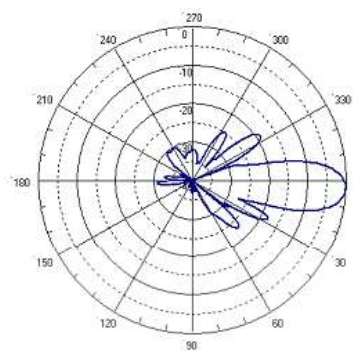
	BAND 800	BAND 900
Antenna Model	AT40-643TX	
Polarization	Vertical	Vertical
Frequency (MHz)	790 - 896	870 - 960
Horizontal Beamwidth	67°	63°
Vertical Beamwidth	15°	14.4°
Gain (dBi)	14.5	15
Vertical Electrical Tilt	FIXED 0°, 2°, 4°, 6°	FIXED 0°, 2°, 4°, 6°
Upper Sidelobe Suppression for the 1 st lobe above main beam (dB)	18	18
Front-to-Back Ratio @180° ± 20° (dB)	> 27	> 27
VSWR	< 1.5 : 1	< 1.5 : 1
Maximum Power Per Input (W)	500	500
Intermodulation (dBc)	< -150	< -150
Impedance (Ω)	50	50

MECHANICAL SPECIFICATIONS

Connectors	1 X 7/16 Female
Connector Position	Bottom
Survival Wind Speed km/h (mph)	200 (125)
Front Windload N @ 160 km/h (lbs @100 mph)	670 (150)
Lateral Windload N @ 160 km/h (lbs @100 mph)	130 (30)
Radome Color	Grey, paintable
Humidity	100%
Antenna Weight kg (lbs)	12 (26)
Antenna Dimension mm (in) H X W X D	1340 X 325 X 115 (53 X 13 X 5)



H&V Pattern



RYMSA Telecom Group (Headquarters)
 Ctra. Campo Real, km. 2,100
 28500 Arganda del Rey (Madrid)-Spain
 Phone : + 34 91 876 06 80
 Fax : +34 91 875 75 32
 telecom.commercial@rymsa.com



RYMSA México: telecom.commercial@rymsa.com
 Phone: + 52 55 1106 2623
RYMSA Wireless U.S.A: sales@rymsawireless.com
 Phone: + 1 888 622 6095
 www.rymsawireless.com



SINGLE-BAND PANEL ANTENNA

BAND 800+900

AT40-663TX ^{NEW!}

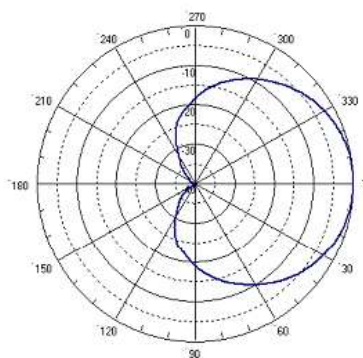
790 - 960	
790 - 896	870 - 960
H67° V10.3°	H63° V10°
Fixed Tilt 0°, 2°, 4°, 6°	Fixed Tilt 0°, 2°, 4°, 6°

ELECTRICAL SPECIFICATIONS

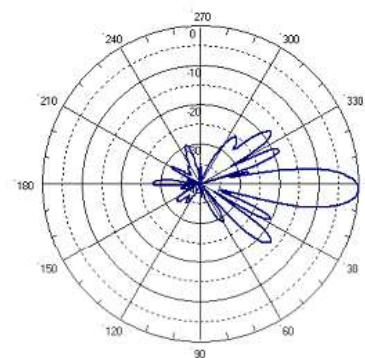
	BAND 800	BAND 900
Antenna Model	AT40-663TX	
Polarization	Vertical	Vertical
Frequency (MHz)	790 - 896	870 - 960
Horizontal Beamwidth	67°	63°
Vertical Beamwidth	10.3°	10°
Gain (dBi)	15.8	16.5
Vertical Electrical Tilt	FIXED 0°, 2°, 4°, 6°	FIXED 0°, 2°, 4°, 6°
Upper Sidelobe Suppression for the 1 st lobe above main beam (dB)	17	17
Front-to-Back Ratio @180° ± 20° (dB)	> 27	> 27
VSWR	< 1.5 : 1	< 1.5 : 1
Maximum Power Per Input (W)	500	500
Intermodulation (dBc)	< -150	< -150
Impedance (Ω)	50	50

MECHANICAL SPECIFICATIONS

Connectors	1 X 7/16 Female
Connector Position	Bottom
Survival Wind Speed km/h (mph)	200 (125)
Front Windload N @ 160 km/h (lbs @100 mph)	1045 (235)
Lateral Windload N @ 160 km/h (lbs @100 mph)	205 (46)
Radome Color	Grey, paintable
Humidity	100%
Antenna Weight kg (lbs)	18 (39)
Antenna Dimension mm (in) H X W X D	1985 X 325 X 115 (78 X 13 X 5)



H&V Pattern



RYMSA Telecom Group (Headquarters)
Ctra. Campo Real, km. 2.100
28500 Arganda del Rey (Madrid)-Spain
Phone : +34 91 876 06 80
Fax : +34 91 875 75 32
telecom.commercial@rymsa.com



RYMSA México: telecom.commercial@rymsa.com
Phone: +52 55 1106 2623
RYMSA Wireless U.S.A: sales@rymsawireless.com
Phone: +1 888 622 6095
www.rymsawireless.com



SINGLE-BAND PANEL ANTENNA

BAND 800+900

AT40-683TX NEW!

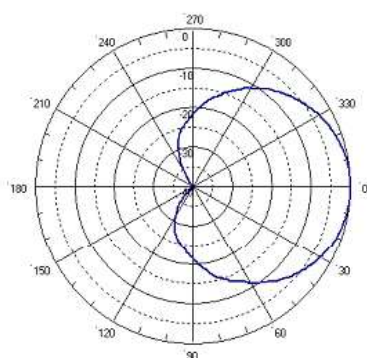
790 - 960	
790 - 896	870 - 960
H67° V7.8°	H63° V7.4°
Fixed Tilt	Fixed Tilt
0°, 2°, 4°, 6°	0°, 2°, 4°, 6°

ELECTRICAL SPECIFICATIONS

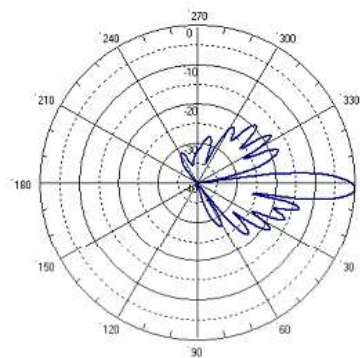
	BAND 800	BAND 900
Antenna Model	AT40-683TX	
Polarization	Vertical	Vertical
Frequency (MHz)	790 - 896	870 - 960
Horizontal Beamwidth	67°	63°
Vertical Beamwidth	7.8°	7.4°
Gain (dBi)	17	17.5
Vertical Electrical Tilt	FIXED 0°, 2°, 4°, 6°	FIXED 0°, 2°, 4°, 6°
Upper Sidelobe Suppression for the 1 st lobe above main beam (dB)	17	17
Front-to-Back Ratio @ 180° ± 20° (dB)	> 30	> 30
VSWR	< 1.5 : 1	< 1.5 : 1
Maximum Power Per Input (W)	500	500
Intermodulation (dBc)	< -150	< -150
Impedance (Ω)	50	50

MECHANICAL SPECIFICATIONS

Connectors	1 X 7/16 Female
Connector Position	Bottom
Survival Wind Speed km/h (mph)	200 (125)
Front Windload N @ 160 km/h (lbs @100 mph)	1350 (303)
Lateral Windload N @ 160 km/h (lbs @100 mph)	270 (61)
Radome Color	Grey, paintable
Humidity	100%
Antenna Weight kg (lbs)	22 (48)
Antenna Dimension mm (in) H X W X D	2530 X 325 X 115 (100 X 13 X 5)



H&V Pattern



RYMSA Telecom Group (Headquarters)
C/tra. Campo Real, km. 2.100
28500 Arganda del Rey (Madrid)-Spain
Phone : + 34 91 876 06 80
Fax : + 34 91 875 75 32
telecom.comercial@rymsa.com



RYMSA México: telecom.comercial@rymsa.com
Phone: + 52 55 1106 2623
RYMSA Wireless U.S.A: sales@rymsawireless.com
Phone: + 1 888 622 6095
www.rymsawireless.com